

COMMUNICATION DEVICE AND COMMUNICATION METHOD

Publication number: WO0207357

Publication date: 2002-01-24

Inventor: MATSUMOTO WATARU (JP)

Applicant: MITSUBISHI ELECTRIC CORP (JP); MATSUMOTO WATARU (JP)

Classification:

- international: H04L1/00; H04L1/00; (IPC1-7): H04J11/00

- european: H04L1/00B3; H04L1/00B5T

Application number: WO2001JP06046 20010712

Priority number(s): JP20000219782 20000719

Also published as:



EP1209837 (A1)

US2002163880 (A1)

JP2002044047 (A)

Cited documents:



JP2000196471

EP0589709

WO0133719

JP2001086007

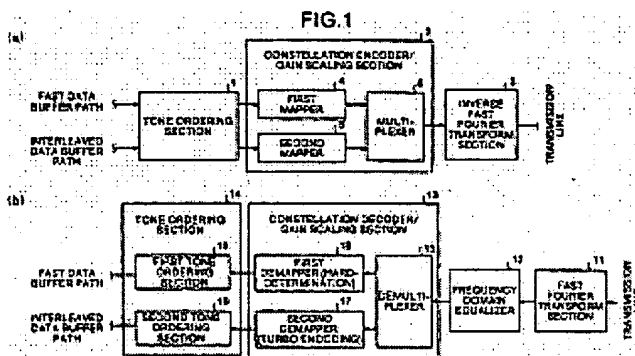
JP2001186023

more >>

Report a data error here

Abstract of WO0207357

A transmitting section separates processings of a first data buffer path and processings of an interleaved data buffer path in units of a tone, ensures a transmission rate to such a degree at which speech is possible by a fast data buffer and outputs relevant speech data without encoding. The remaining tones are ensured by an interleaved data buffer and the bits on the relevant tone is turbo-encoded and outputted. A receiving section distributes frequency data subjected to Fourier transform, in units of tone, to the fast data buffer path and the interleaved data buffer path. In this state, the bits on the tone distributed to the fast data buffer path are subjected to hard decision and the bits on the tone distributed to the interleaved data buffer path are subjected to turbo decoding.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局



(43) 国際公開日
2002 年 1 月 24 日 (24.01.2002)

PCT

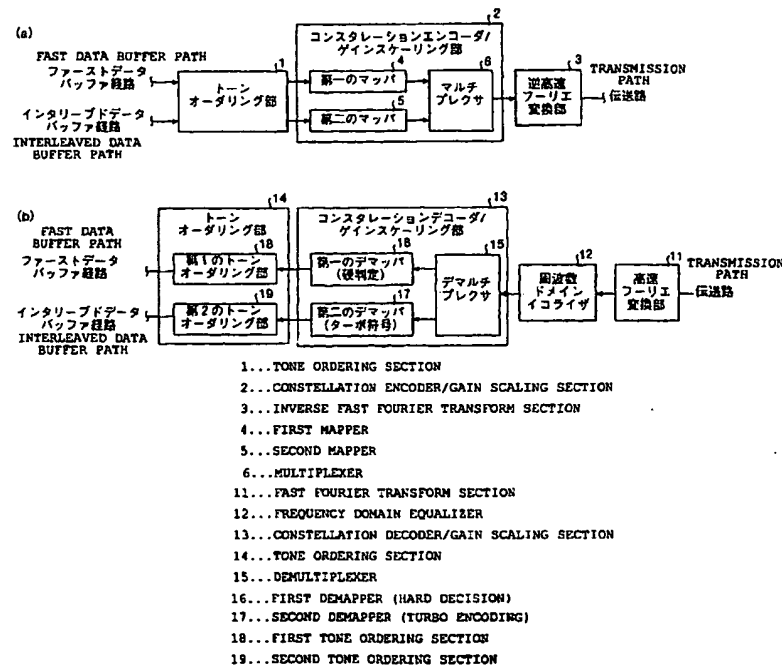
(10) 国際公開番号
WO 02/07357 A1

- (51) 国際特許分類⁷: H04J 11/00 (72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 松本 渉 (MATSUMOTO, Wataru) [JP/JP]; 〒100-8310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三菱電機株式会社内 Tokyo (JP).
- (21) 国際出願番号: PCT/JP01/06046
- (22) 国際出願日: 2001 年 7 月 12 日 (12.07.2001)
- (25) 国際出願の言語: 日本語 (74) 代理人: 酒井宏明 (SAKAI, Hiroaki); 〒100-0013 東京都千代田区霞ヶ関三丁目2番6号 東京倶楽部ビルディング Tokyo (JP).
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願2000-219782 2000 年 7 月 19 日 (19.07.2000) JP (81) 指定国 (国内): CA, CN, IL, KR, US.
- (71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 三菱電機株式会社 (MITSUBISHI DENKI KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒100-8310 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 Tokyo (JP). (84) 指定国 (広域): ヨーロッパ特許 (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR).
- 添付公開書類:
— 国際調査報告書

[続葉有]

(54) Title: COMMUNICATION DEVICE AND COMMUNICATION METHOD

(54) 発明の名称: 通信装置および通信方法



(57) Abstract: A transmitting section separates processings of a first data buffer path and processings of an interleaved data buffer path in units of a tone, ensures a transmission rate to such a degree at which speech is possible by a fast data buffer and outputs relevant speech data without encoding. The remaining tones are ensured by an interleaved data buffer and the bits on the relevant tone is turbo-encoded and outputted. A

[続葉有]



2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

receiving section distributes frequency data subjected to Fourier transform, in units of tone, to the fast data buffer path and the interleaved data buffer path. In this state, the bits on the tone distributed to the fast data buffer path are subjected to hard decision and the bits on the tone distributed to the interleaved data buffer path are subjected to turbo decoding.

(57) 要約:

送信部は、ファーストデータバッファ経路の処理とインタリーブドデータバッファ経路の処理とをトーン単位に分離し、たとえば、通話ができる程度の伝送レートをファーストデータバッファで確保し、当該通話データを符号化せずに出力し、一方、残りのトーンをインタリーブドデータバッファで確保し、当該トーン上のビットをターボ符号化して出力し、受信部は、フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、ファーストデータバッファ経路とインタリーブドデータバッファ経路とにそれぞれ振り分け、この状態で、ファーストデータバッファ経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、インタリーブドデータバッファ経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する。

明 細 書

通信装置および通信方法

5 技術分野

本発明は、マルチキャリア変復調方式を採用する通信装置に関するものであり、特に、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式やOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式等により、既存の通信回線を用いたデータ通信を実現可能とする通信装置および通信方法に関するものである。ただし、
10 本発明は、DMT変復調方式によりデータ通信を行う通信装置に限らず、通常の通信回線を介して、マルチキャリア変復調方式およびシングルキャリア変復調方式により有線通信および無線通信を行うすべての通信装置に適用可能である。

背景技術

15 以下、従来の通信装置について説明する。たとえば、SS (Spread Spectrum) 方式を用いた広帯域CDMA (W-CDMA : Code Division Multiple Access) においては、畳込み符号の性能を大きく上回る誤り訂正符号として、ターボ符号が提案されている。このターボ符号は、情報ビット系列にインタリーブを施した系列を既知の符号化系列と並列に符号化するもので、シャノン限界に近い特性が得られると言われており、現在最も注目されている誤り訂正符号の1つである。上記W-CDMAにおいては、誤り訂正符号の性能が、音声伝送やデータ伝送における伝送特性を大きく左右するため、ターボ符号の適用により伝送特性を大幅に向上させることができる。

ここで、上記ターボ符号を用いた従来の通信装置の送信系および受信系の動作を具体的に説明する。第31図は、送信系において使用されるターボ符号器の構成を示す図である。第31図(a)において、101は情報ビット系列を畳込み符号化して冗長ビットを出力する第1の再帰的組織畳込み符号化器であり、10

2はインタリーバであり、103はインタリーバ102により入れ替え後の情報ビット系列を畳込み符号化して冗長ビットを出力する第2の再帰的組織畳込み符号化器である。第31図(b)は、第1の再帰的組織畳込み符号化器101および第2の再帰的組織畳込み符号化器103の内部構成を示す図であり、2つの再
 5 帰的組織畳込み符号化器は、それぞれ冗長ビットのみを出力する符号化器である。また、上記ターボ符号器で用いられるインタリーバ102では、情報ビット系列をランダムに入れ替える処理を行う。

上記のように構成されるターボ符号器では、同時に、情報ビット系列： x_1 と、第1の再帰的組織畳込み符号化器101の処理により情報ビット系列： x_1 を符
 10 号化した冗長ビット系列： x_2 と、第2の再帰的組織畳込み符号化器103の処理によりインタリーブ処理後の情報ビット系列を符号化した冗長ビット系列： x_3 と、を出力する。

第32図は、受信系において使用されるターボ復号器の構成を示す図である。第32図において、111は受信信号： y_1 と受信信号： y_2 とから対数尤度比を
 15 算出する第1の復号器であり、112および116は加算器であり、113および114はインタリーバであり、115は受信信号： y_1 と受信信号： y_3 とから対数尤度比を算出する第2の復号器であり、117はデインタリーバであり、118は第2の復号器115の出力を判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する判定器である。なお、受信信号： y_1 、 y_2 、 y_3 は、それぞれ情報ビット系列
 20 : x_1 、冗長ビット系列： x_2 、 x_3 に伝送路のノイズやフェージングの影響を与えた信号である。

上記のように構成されるターボ復号器では、まず、第1の復号器111が、受信信号： y_{1k} と受信信号： y_{2k} から推定される推定情報ビット： x_{1k}^{\wedge} の対数尤度比： $L(x_{1k}^{\wedge})$ を算出する(k は時刻を表す)。ここでは、情報ビット： x_{1k}
 25 が0である確率に対する情報ビット： x_{1k} が1である確率を求めることとなる。なお、図示の $L_e(x_{1k})$ は外部情報を表し、 $L_a(x_{1k})$ は1つ前の外部情報である事前情報を表す。

つぎに、加算器112では、前記算出結果である対数尤度比から、第2の復号器115に対する外部情報を算出する。なお、1回目の復号においては、事前情報が求められていないため、 $L_a(x_{ik}) = 0$ である。

つぎに、インタリーバ113および114では、受信信号： y_{ik} と外部情報：
 5 $L_e(x_{ik})$ を、受信信号： y_3 の時刻にあわせるために、信号の並べ替えを行う。
 その後、第2の復号器115では、第1の復号器111と同様に、受信信号： y_1 と受信信号： y_3 、および先に算出しておいた外部情報： $L_e(x_{ik})$ に基づいて、対数尤度比： $L(x_{ik}')$ を算出する。そして、加算器116では、外部情報： $L_e(x_{ik})$ を算出する。このとき、デインタリーバ117にて並べ替えられた外部情報は、事前情報： $L_a(x_{ik})$ として前記第1の復号器111にフィードバックされる。
 10

最後に、このターボ復号器では、上記処理を、所定の回数にわたって繰り返し実行することで、より精度の高い対数尤度比を算出し、そして、判定器118が、この対数尤度比に基づいて判定を行い、もとの情報ビット系列を推定する。具体的にいうと、たとえば、対数尤度比が“ $L(x_{ik}') > 0$ ”であれば、推定情報ビット： x_{ik}' を1と判定し、“ $L(x_{ik}') \leq 0$ ”であれば、推定情報ビット： x_{ik}' を0と判定する。
 15

また、第33図、第34図、および第35図は、上記ターボ符号器で用いられるインタリーバ102の処理を示す図である。ここで、インタリーバ102により情報ビット系列をランダムに入れ替える処理について説明する。
 20

たとえば、W-CDMAにおいては、インタリーバとして、一般的に、複素インタリーバ（以降、PILと呼ぶ）が用いられている。このPILは、以下の3つの特徴をもつ。

①N（縦軸：自然数）×M（横軸：自然数）バッファにおける行と列の入れ替え
 25 を行う。

②行内のビット入れ替えにおいて、素数を用いた擬似ランダムパターンを使用する。

③行の入れ替えによりクリティカルパターンを回避する。

ここで、従来のインタリーバであるPILの動作について説明する。たとえば、
 インタリーバ長： $L_{\text{turbo}} = 512 \text{ bit}$, $N = 10$, $M = P = 53$ ($L_{\text{turbo}} / N \leq$
 $P + 1$), 原始根： $g_0 = 2$ とした場合、マッピングパターン： $c(i)$ は、下
 5 記の(1)式のように作成される。

$$c(i) = (g_0 \times c(i-1)) \bmod P \quad \dots (1)$$

ただし、 $i = 1, 2, \dots, (P-2)$ とし、 $c(0) = 1$ とする。

10 上記(1)により、マッピングパターン $C(i)$ は、 $\{1, 2, 4, 8, 16, 32, 11, 22, 44, 35, 17, 34, 15, 30, 7, 14, 28, 3, 6, 12, 24, 48, 43, 33, 13, 26, 52, 51, 49, 45, 37, 21, 42, 31, 9, 18, 36, 19, 38, 23, 46, 39, 25, 50, 47, 41, 29, 5, 10, 20, 40, 27\}$ となる。

15 また、PILにおいては、上記マッピングパターン $C(i)$ を、飛ばし読みパターン： $p_{\text{PIF}(j)}$ 毎に飛ばし読みすることでビットの入れ替えを行い、 j 行のマッピングパターン： $C_j(i)$ を生成する。まず、ここでは、 $\{p_{\text{PIF}(j)}\}$ を得るために、 $\{q_j (j = 0 \sim N-1)\}$ を以下の式(2), (3), (4)の条件で決定する。

20

$$q_0 = 1 \quad \dots (2)$$

$$g. c. d \{q_j, P-1\} = 1 \quad (\text{ただし、} g. c. d \text{は最大公約数}) \quad \dots (3)$$

$$q_j > 6, q_j > q_{j-1} \quad (\text{ただし、} j = 1 \sim N-1) \quad \dots (4)$$

25

したがって、 $\{q_j\}$ は、 $\{1, 7, 11, 13, 17, 19, 23, 29, 31, 37\}$ となり、 $\{p_{\text{PIF}(j)}\}$ は、 $\{37, 31, 29, 23, 19, 17,$

1 3, 1 1, 7, 1} (ただし、 $P_{IP} = N-1 \sim 0$) となる。

第33図は、この飛ばし読みパターン： $p_{PIF(i)}$ に基づいてマッピングパターン $C(i)$ をそれぞれ飛ばし読みした結果、すなわち、各飛ばし読みパターンを用いて各行を並べ替えた結果、を示す図である。

- 5 そして、第34図は、上記並び替え後のマッピングパターンに、インタリーブ長： $L_{turbo} = 512 \text{ bit}$ のデータをマッピングした場合のデータ配列を示す図である。ここでは、1行目にデータ {0～52} を、2行目にデータ {53～105} を、3行目にデータ {106～158} を、4行目にデータ {159～211} を、5行目にデータ {212～264} を、6行目にデータ {265～317} を、7行目にデータ {318～370} を、8行目にデータ {371～423} を、9行目にデータ {424～476} を、10行目にデータ {477～529} を、それぞれマッピングする。

- 最後に、第35図は、最終的な並べ替えパターンを示す図である。ここでは、所定の規則にしたがって、第35図のデータ配列に示すような行間の入れ替えを行い、最終的な並べ替えパターンを生成する（ここでは、各行の順番を逆にして
15 いる）。そして、PILでは、生成した並べ替えパターンを、列単位、すなわち、縦に読み出す。

- このように、インタリーブとしてPILを用いることで、広範囲なインタリーブ長（たとえば、 $L_{turbo} = 257 \sim 8192 \text{ bit}$ ）において、良好な重み分布
20 となる符号語を生成するターボ符号を、提供することが可能となる。

第36図は、上記PILを含む従来のターボ符号器およびターボ復号器を用いた場合のBER（ビットエラーレート）特性を示す図である。図示のとおり、SNRが高くなるにしたがってBER特性が向上する。

- 以上、従来の通信装置においては、誤り訂正符号として、ターボ符号を適用することにより、変調方式の多値化に応じて信号点間距離が近くなるような場合においても、音声伝送やデータ伝送における伝送特性を大幅に向上させることが可能となり、既知の畳込み符号よりも優れた特性を得ていた。

また、従来の通信装置においては、すべての入力情報系列に対して（複数本の情報ビット系列がある場合にはそのすべての系列に対して）ターボ符号化を実施し、さらに、受信側にて、符号化されたすべての信号に対してターボ復号化を実施し、その後、軟判定を行っている。具体的にいうと、たとえば、16QAMであれば4ビットのすべてのデータ（0000～1111：4ビットコンスタレーション）に対して、256QAMであれば8ビットのすべてのデータに対して、判定を行うことになる。

つぎに、DMT変復調方式を用いてデータ通信を行う従来の通信装置において、ターボ符号を用いたものがないため、トレリス符号を用いた従来の通信装置の動作を簡単に説明する。第37図は、従来の通信装置で使用するトレリス符号器の構成を示す図である。第37図において、201は既知のトレリス符号器であり、たとえば、トレリス符号器201では、2ビットの情報ビットの入力に対して、2ビットの情報ビットと1ビットの冗長ビットを出力する。

たとえば、電話回線等の既存の伝送路を用いてDMT変復調方式によるデータ通信を行う場合、送信側では、トーンオーダリング処理、すなわち、伝送路のS/N（signal-to-noise ratio：信号対雑音比）比に基づいて、予め設定された周波数帯の複数のトーン（マルチキャリア）に、それぞれが伝送可能なビット数の伝送データを割り振る処理（この処理により、伝送レートが決定する）、を行う。

具体的にいうと、たとえば、第38図（a）に示すように、各周波数のtone0～tone5に、それぞれS/N比に応じたビット数の伝送データを割り振っている。ここでは、tone0とtone5に2ビット、tone1とtone4に3ビット、tone2に4ビット、tone3に5ビット、の伝送データが割り振られ、この19ビット（情報ビット：16ビット、冗長ビット：3ビット）にて1フレームが形成されている。なお、図示のデータフレームバッファと比較して各トーンに割り振られるビット数が多くなっているのは、誤り訂正に必要な冗長ビットが加わることに起因している。

このように、トーンオーダリング処理された伝送データの1フレームは、たとえば、第38図(b)に示すように構成されることになる。具体的にいうと、割り振られたビット数の少ないトーン順、すなわち、tone 0 (b 0'), tone 5 (b 1'), tone 1 (b 2'), tone 4 (b 3'), tone 2 (b 4'), tone 3 (b 5')の順に、並べられ、tone 0とtone 5、tone 1とtone 4、tone 2とtone 3が、それぞれ1トーンセットとして構成されている。

そして、上記第37図のように処理されたフレームの符号化は、1トーンセット毎に行われる。まず、最初のトーンセット (tone 0, tone 5) のデータ d 0と d 1と d 2をトレリス符号器 201の端子 u_1 , u_2 と端子 u_3 に入力すると、2ビットの情報ビット (u_1 , u_2)と1ビットの冗長ビット (u_0)、すなわち、3ビットのトレリス符号と、その他の1ビット (u_3)のデータが出力される。多くなっている1ビット分は、この冗長ビットに相当する。

つぎに、2つ目のトーンセット (tone 4, tone 1) のデータ d 3, d 4, d 5, d 6, d 7を、トレリス符号器 201の端子 u_1 , u_2 と端子 u_3 , u_4 , ...に入力すると、2ビットの情報ビット (u_1 , u_2)と1ビットの冗長ビット (u_0)、すなわち、3ビットのトレリス符号と、その他の3ビット (u_3 , u_4 , ...)のデータが出力される。多くなっている1ビット分は、この冗長ビットに相当する。

最後に、3つ目のトーンセット (tone 3, tone 2) のデータ d 0, d 1, d 2, d 3, d 4, d 5, d 6, d 7を、トレリス符号器 201の端子 u_1 , u_2 と端子 u_4 , u_5 , ...に入力すると、2ビットの情報ビット (u_1 , u_2)と1ビットの冗長ビット (u_0)、すなわち、3ビットのトレリス符号と、その他の7ビットのデータ (u_3 , u_4 , ...)が出力される。多くなっている1ビット分は、この冗長ビットに相当する。

上記のように、S/N比に基づいてトーンオーダリング処理、および符号化処理が行われることにより、1フレーム毎に伝送データが多重化される。さらに、

送信側では、多重化された伝送データに対して高速逆フーリエ変換（IFFT）を行い、その後、D/Aコンバータを通してディジタル波形をアナログ波形に変換し、最後にローパスフィルタをかけて、最終的な伝送データを電話回線上に送信する。

- 5 しかしながら、上記、第31図（b）に示すターボ符号器を採用する従来の通信装置においては、たとえば、エンコーダ（再帰的組織畳込み符号化器に相当）およびインタリーバに改善の余地があり、このような従来のエンコーダおよびインタリーバを用いたターボ符号化が、シャノン限界に近い最適な伝送特性、すなわち、最適なBER特性を得ているとはいえない、という問題があった。
- 10 また、上記、第31図（b）に示すターボ符号器は、SS方式を用いた広帯域CDMAに採用されているものであり、また、第37図ではDMT変復調方式について説明しているが、ここでは、トレリス符号を用いてデータ通信を行う通信装置について記載している。このように、たとえば、電話回線等の既存の伝送路を用いたデータ通信にDMT変復調方式を採用する従来の通信装置においては、
- 15 誤り訂正にターボ符号を採用したものがない、という問題があった。

- 従って、本発明は、マルチキャリア変復調方式およびシングルキャリア変復調方式を用いたすべての通信に適用可能とし、さらに、誤り訂正制御にターボ符号を採用することで、従来技術と比較して、BER特性および伝送効率を大幅に向上させることが可能な通信装置、およびその通信方法を提供することを目的とし
- 20 ている。

発明の開示

- 本発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第1の経路（後述する本実施の形態のファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路（後述する本実施の形態のインタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を備え、さらに、前記第1の経路の処理と前記第2の経路の処理をトーン単位に分離し、通話ができる程度の伝送レートを前記第1の
- 25

経路のバッファで確保し、その後、当該通話データを符号化せずに出力し、一方、残りのトーンを前記第2の経路のバッファで確保し、その後、当該トーン上のビットをターボ符号化して出力する送信部と、フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前記第2の経路と、にそれぞれ振り分け、

5 前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する受信部と、を備えることを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第1の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する

10 第2の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を備え、さらに、前記第1の経路のバッファと前記第2の経路のバッファに配分するビット数を予め決めておき、トーンオーダリング処理により前記第1の経路のバッファに振り分けられたトーン上のビットを符号化せずに出力し、一方、前記第2の経路のバッファに振り分けられたトーン上のビットをターボ符号化して出力し、振り分け

15 られたトーンが2つのバッファにまたがるような場合には、そのトーンを両方の経路で個別に処理する送信部と、フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前記第2の経路と、に振り分け、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号し、前記2つのバッファにまたがるトーン

20 については、両方の経路で個別に処理する受信部と、を備えることを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第1の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を備え、さらに、

S/N比に基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外を

25 前記第1の経路のバッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られたビットを符号化せずに出力し、一方、残りの下位2ビットを前記第2の経路のバッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られたビットをターボ符号化し

て出力する送信部と、フーリエ変換処理後の周波数データ内の、符号化されていないビットを含むトーンを前記第1の経路に、ターボ符号化されたビットを含むトーンを前記第2の経路に、それぞれ振り分け、その後、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する受信部と、を備えることを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、1系統の情報ビット系列を畳込み符号化して第1の冗長データを出力する第1の再帰的組織畳込み符号化器と、インタリーブ処理後の前記情報ビット系列を畳込み符号化して第2の冗長データを出力する第2の再帰的組織畳込み符号化器と、各冗長データを所定のタイミングで間引いていずれか1つの冗長ビットを出力するパンクチャリング回路と、を備えるターボ符号器を採用することを特徴とし、拘束長が「5」かつメモリ数が「4」、または拘束長が「4」かつメモリ数が「3」、の再帰的組織畳込み符号化器を想定した場合に、当該符号化器を構成するすべての接続パターンを検索し、ある特定のブロック長において自己終結パターンの2つのビット「1」の間隔が最大となり、かつ、前記最大間隔となるパターン内で重みの合計が最大となる、最適条件を満たす符号化器を、前記第1および第2の再帰的組織畳込み符号化器として具備することを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第1の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を備え、さらに、前記第1の経路の処理と前記第2の経路の処理をトーン単位に分離し、通話ができる程度の伝送レートを前記第1の経路のバッファで確保し、その後、当該通話データを符号化せずに出し、一方、残りのトーンを前記第2の経路のバッファで確保し、その後、当該トーン上のビットをターボ符号化して出力する送信部、を備えることを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第1の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する

第2の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を備え、さらに、フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前記第2の経路と、にそれぞれ振り分け、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する受信部、を備えることを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第1の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を備え、さらに、前記第1の経路のバッファと前記第2の経路のバッファに配分するビット数を予め決めておき、トーンオーダリング処理により前記第1の経路のバッファに振り分けられたトーン上のビットを符号化せずに出し、一方、前記第2の経路のバッファに振り分けられたトーン上のビットをターボ符号化して出し、振り分けられたトーンが2つのバッファにまたがるような場合には、そのトーンを両方の経路で個別に処理する送信部、を備えることを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第1の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を備え、さらに、フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前記第2の経路と、に振り分け、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号し、2つのバッファにまたがるトーンについては、両方の経路で個別に処理する受信部、を備えることを特徴とする。

つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第1の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を備え、さらに、S/N比に基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外を前記第1の経路のバッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られたビ

ットを符号化せずに出し、一方、残りの下位 2 ビットを前記第 2 の経路のバッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られたビットをターボ符号化して出力する送信部、を備えることを特徴とする。

- 5 つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第 1 の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第 1 の経路よりも大きな遅延が発生する第 2 の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を備え、さらに、フーリエ変換処理後の周波数データ内の、符号化されていないビットを含むトーンを前記第 1 の経路に、ターボ符号化されたビットを含むトーンを前記第 2 の経路に、それぞれ振り分け、その後、前記第 1 の経路に振り分けられたトーン上の
10 ビットを硬判定し、一方、前記第 2 の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する受信部、を備えることを特徴とする。

- つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第 1 の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第 1 の経路よりも大きな遅延が発生する第 2 の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を用い、さらに、
15 前記第 1 の経路の処理と前記第 2 の経路の処理をトーン単位に分離し、通話ができる程度の伝送レートを前記第 1 の経路のバッファで確保し、その後、当該通話データを符号化せずに出し、一方、残りのトーンを前記第 2 の経路のバッファで確保し、その後、当該トーン上のビットをターボ符号化して出力する送信ステップと、フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第 1 の経路
20 と、前記第 2 の経路と、にそれぞれ振り分け、前記第 1 の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第 2 の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する受信ステップと、を含むことを特徴とする。

- つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第 1 の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第 1 の経路よりも大きな遅延が発生する
25 第 2 の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を用い、前記第 1 の経路のバッファと前記第 2 の経路のバッファに配分するビット数を予め決めておき、トーンオーダリング処理により前記第 1 の経路のバッファに振り分けられ

- たトーン上のビットを符号化せずに出力し、一方、前記第2の経路のバッファに振り分けられたトーン上のビットをターボ符号化して出力し、振り分けられたトーンが2つのバッファにまたがるような場合には、そのトーンを両方の経路で個別に処理する送信ステップと、フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前記第2の経路と、に振り分け、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号し、前記2つのバッファにまたがるトーンについては、両方の経路で個別に処理する受信ステップと、を含むことを特徴とする。
- 10 つぎの発明にかかる通信装置にあつては、遅延の小さい第1の経路（ファーストデータバッファ経路に相当）と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路（インタリーブドデータバッファ経路に相当）と、を用い、S/N比に基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外を前記第1の経路のバッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られたビットを符号化せずに出力し、一方、残りの下位2ビットを前記第2の経路のバッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られたビットをターボ符号化して出力する送信ステップと、フーリエ変換処理後の周波数データ内の、符号化されていないビットを含むトーンを前記第1の経路に、ターボ符号化されたビットを含むトーンを前記第2の経路に、それぞれ振り分け、その後、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する受信ステップと、を含むことを特徴とする。
- 15
- 20

図面の簡単な説明

- 第1図は、本発明にかかる通信装置の実施の形態1の構成を示す図であり、第2図は、本発明にかかる通信装置の送信系の構成を示す図であり、第3図は、本発明にかかる通信装置の受信系の構成を示す図であり、第4図は、本発明にかかる通信装置で使用する符号器および復号器の構成を示す図であり、第5図は、
- 25

各種デジタル変調の信号点配置を示す図であり、第6図は、ターボ符号器の構成を示す図であり、第7図は、本発明のターボ符号器を用いて送信データを復号した場合のBER特性、および従来のターボ符号器を用いて送信データを復号した場合のBER特性を示す図であり、第8図は、拘束長：5，メモリ数：4を想定した場合における再帰的組織畳込み符号化器の接続の一例を示す図であり、第9図は、所定の検索方法により求められた最適な再帰的組織畳込み符号化器を示す図であり、第10図は、所定の検索方法により求められた最適な再帰的組織畳込み符号化器を示す図であり、第11図は、第9図の再帰的組織畳込み符号化器における自己終結パターンのビット‘1’の間隔： d_e と、トータル重み：total weight と、を示す図であり、第12図は、第10図の再帰的組織畳込み符号化器における自己終結パターンのビット‘1’の間隔： d_e と、トータル重み：total weight と、を示す図であり、第13図は、第6図に示すターボ符号器を用いて送信データを復号した場合のBER特性と、第9図および第10図に示す再帰的組織畳込み符号化器を採用したターボ符号器を用いて送信データを復号した場合のBER特性と、を示す図であり、第14図は、拘束長：4，メモリ数：3を想定した場合における再帰的組織畳込み符号化器の接続の一例を示す図であり、第15図は、所定の検索方法により求められた最適な再帰的組織畳込み符号化器を示す図であり、第16図は、所定の検索方法により求められた最適な再帰的組織畳込み符号化器を示す図であり、第17図は、所定の検索方法により求められた最適な再帰的組織畳込み符号化器を示す図であり、第18図は、所定の検索方法により求められた最適な再帰的組織畳込み符号化器を示す図であり、第19図は、第15図の再帰的組織畳込み符号化器における自己終結パターンのビット‘1’の間隔： d_e と、トータル重み：total weight と、を示す図であり、第20図は、第16図の再帰的組織畳込み符号化器における自己終結パターンのビット‘1’の間隔： d_e と、トータル重み：total weight と、を示す図であり、第21図は、第17図の再帰的組織畳込み符号化器における自己終結パターンのビット‘1’の間隔： d_e と、トータル重み：total weight と、を示す図

であり、第22図は、第18図の再帰的組織畳込み符号化器における自己終結パターンのビット‘1’の間隔： d_e と、トータル重み：total weightと、を示す図であり、第23図は、トーンオーダリング処理の一例を示す図であり、第24図は、実施の形態1のトーンオーダリング処理を示す図であり、第25図は、
5 実施の形態2のトーンオーダリング処理を示す図であり、第26図は、実施の形態3のトーンオーダリング処理を示す図であり、第27図は、実施の形態4のターボ符号器の構成を示す図であり、第28図は、拘束長：4，メモリ数：3を想定した場合における、再帰的組織畳込み符号化器の表現方法を示す図であり、第29図は、実施の形態4の検索方法により求められた最適な再帰的組織畳込み符号化器の構成を示す図であり、第30図は、実施の形態4の検索方法により求められた最適な再帰的組織畳込み符号化器の構成を示す図であり、第31図は、送信系において使用される従来のターボ符号器の構成を示す図であり、第32図は、受信系において使用される従来のターボ復号器の構成を示す図であり、第33図は、従来のターボ符号器で用いられるインタリーバの処理を示す図であり、第34図は、従来のターボ符号器で用いられるインタリーバの処理を示す図であり、
10 第35図は、従来のターボ符号器で用いられるインタリーバの処理を示す図であり、第36図は、従来のターボ符号器およびターボ復号器を用いた場合のBER特性を示す図であり、第37図は、従来の通信装置で使用されるトレリス符号器の構成を示す図であり、第38図は、従来のトーンオーダリング処理を示す図である。
20

発明を実施するための最良の形態

以下に、本発明にかかる通信装置の実施の形態を図面に基づいて詳細に説明する。なお、この実施の形態によりこの発明が限定されるものではない。

25 実施の形態1.

第1図は、本発明にかかる通信装置の実施の形態1の構成を示す図であり、詳細には、第1図(a)が本実施の形態における送信側の構成を示す図であり、第

1 図 (b) が本実施の形態における受信側の構成を示す図である。

本実施の形態における通信装置においては、上記送信側および受信側の両方の構成を備えることとし、さらに、ターボ符号器およびターボ復号器による高精度なデータ誤り訂正能力をもつことにより、データ通信および音声通信において優れた伝送特性を得る。なお、本実施の形態においては、説明の便宜上、上記両方の構成を備えることとしたが、たとえば、送信側の構成だけを備える送信機を想定することとしてもよいし、一方、受信側の構成だけを備える受信機を想定することとしてもよい。

たとえば、第1図(a)の送信側において、1はトーンオーダリング部であり、2はコンスタレーションエンコーダ／ゲインスケーリング部であり、3は逆高速フーリエ変換部(IFFT)であり、4はファーストデータバッファ経路用の第1のマッパであり、5はインタリーブドデータバッファ経路用の第2のマッパであり、6はマルチプレクサである。

一方、第1図(b)の受信側において、11は高速フーリエ変換部(FFT)であり、12は周波数ドメインイコライザ(FEQ)であり、13はコンステレーションデコーダ/ゲインスケール部であり、14はトーンオーダリング部であり、15はデマルチプレクサであり、16はファーストデータバッファ経路用の第1のデマップ部であり、17はインタリーブドデータバッファ経路用の第2のデマップ部であり、18はファーストデータバッファ経路用の第1のトーンオーダリング部であり、19はインタリーブドデータバッファ経路用の第2のトーンオーダリング部である。

ここで、上記本発明の特徴となる送信側の動作、および受信側の動作を説明する前に、本発明にかかる通信装置の基本動作を図面に基づいて簡単に説明する。たとえば、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式を用いて、データ通信を行う有線系デジタル通信方式としては、既設の電話回線を使用して数メガビット/秒の高速デジタル通信を行う ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line) 通信方式、および HDSL (high-bit-rate Digital Subscriber Line)

通信方式等のxDSL通信方式がある。なお、この方式は、ANSIのT1. 4 1 3等において標準化されている。以降、本実施の形態の説明については、たとえば、上記ADSLに適応可能な通信装置を用いることとする。

第2図は、本発明にかかる通信装置の送信系の全体構成を示す図である。第2 5 図において、送信系では、送信データをマルチプレックス/シンクコントロール（図示のMUX/SYNC CONTROLに相当）41にて多重化し、多重化された送信データに対してサイクリックリダンダンシィチェック（CRC:Cyclic redundancy checkに相当）42、43にて誤り検出用コードを付加し、さらに、フォワードエラーコレクション（SCRAM&FECに相当）44、45にてFEC用コードの付加 10 およびスクランブル処理を行う。

なお、マルチプレックス/シンクコントロール41から、トーンオーダリング 4 9に至るまでには2つの経路があり、一つはインタリーブ（INTERLEAVE）46 が含まれるインタリーブドデータバッファ（Interleaved Data Buffer）経路で あり、もう一方はインタリーブを含まないファーストデータバッファ（Fast Dat 15 a Buffer）経路であり、ここでは、インタリーブ処理を行うインタリーブドデー タバッファ経路の方の遅延が大きくなる。

その後、送信データは、レートコンバータ（RATE-CONVERTORに相当）47、 48にてレートコンバート処理を行い、トーンオーダリング（TONE ORDERINGに 相当、上記第1図に示すトーンオーダリング部1に対応）49にてトーンオーダ リング処理を行う。そして、トーンオーダリング処理後の送信データに基づいて、 20 コンスタレーションエンコーダ/ゲインスケーリング（CONSTELLATION AND GAIN SCALLNGに相当、上記第1図に示すコンスタレーションエンコーダ/ゲインス ケーリング部2に対応）50にてコンスタレーションデータを作成し、逆高速フ ーリエ変換部（IFFT:Inverse Fast Fourier transformに相当、上記第1図に示 す逆高速フーリエ変換部3に対応）51にて逆高速フーリエ変換を行う。 25

最後に、インプットパラレル/シリアルバッファ（INPUT PARALLEL/SERIAL BU FFERに相当）52にてフーリエ変換後のパラレルデータをシリアルデータに変

換し、アナログプロセッシング／ディジタル－アナログコンバータ（ANALOG PROCESSING AND DAC に相当） 5 3 にてディジタル波形をアナログ波形に変換し、フィルタリング処理を実行後、送信データを電話回線上に送信する。

第 3 図は、本発明にかかる通信装置の受信系の全体構成を示す図である。第 3 図において、受信系では、受信データ（前述の送信データ）に対し、アナログプロセッシング／アナログ－ディジタルコンバータ（図示の ANALOG PROCESSING AND ADC に相当） 1 4 1 にてフィルタリング処理を実行後、アナログ波形をディジタル波形に変換し、タイムドメインイコライザ（TEQ に相当） 1 4 2 にて時間領域の適応等化処理を行う。

時間領域の適応等化処理が実行されたデータについては、インプットシリアル／パラレルバッファ（INPUT SERIAL / PARALLEL BUFFER に相当） 1 4 3 にてシリアルデータからパラレルデータに変換され、そのパラレルデータに対して高速フーリエ変換部（FFT：Fast Fourier transform に相当、上記第 1 図に示す高速フーリエ変換部 1 1 に対応） 1 4 4 にて高速フーリエ変換を行い、その後、周波数ドメインイコライザ（FEQ に相当、上記第 1 図に示す周波数ドメインイコライザ 1 2 に対応） 1 4 5 にて周波数領域の適応等化処理を行う。

そして、周波数領域の適応等化処理が実行されたデータについては、コンスタレーションデコーダ／ゲインスケールリング（CONSTELLATION DECODER AND GAIN SCALLNG に相当、上記第 1 図に示すコンスタレーションデコーダ／ゲインスケールリング部 1 3 に対応） 1 4 6 およびトーンオーダリング（TONE ORDERING に相当、上記第 1 図に示すトーンオーダリング部 1 4 に対応） 1 4 7 にて行われる復号処理（最尤復号法）およびトーンオーダリング処理により、シリアルデータに変換される。その後、レートコンバータ（RATE-CONVERTOR に相当） 1 4 8, 1 4 9 によるレートコンバート処理、デインタリーブ（DEINTERLEAVE に相当） 1 5 0 によるデインタリーブ処理、フォワードエラーコレクション（DESCRAM&FEC に相当） 1 5 1, 1 5 2 による F E C 処理およびデスクランブル処理、およびサイクリックリダンダンシチェック（cyclic redundancy check に相当） 1 5 3, 1

5 4による巡回冗長検査等の処理が行われ、最終的にマルチプレックス/シンク
コントロール(MUX/SYNC CONTROLに相当)155から受信データが再生される。

上記に示すような通信装置においては、受信系と送信系においてそれぞれ2つ
の経路を備え、この2つの経路を使い分けることにより、またはこの2つの経路
5 を同時に動作させることにより、低伝送遅延および高レート of データ通信を実現
可能としている。

以下、本実施の形態における符号器(送信系)および復号器(受信系)の動作
を図面にしたがって詳細に説明する。第4図は、本発明にかかる通信装置で使用
される符号器(ターボ符号器)、および復号器(ターボ復号器と硬判定器とR/
10 S(リードソロモン符号)デコーダの組み合わせ)の構成を示す図であり、詳細
には、第4図(a)が本実施の形態における符号器の構成を示す図であり、第4
図(b)が本実施の形態における復号器の構成を示す図である。

たとえば、第4図(a)の符号器において、21は誤り訂正符号としてターボ
符号を採用することによりシャノン限界に近い性能を得ることが可能なターボ符
15 号器であり、たとえば、ターボ符号器21では、2ビットの情報ビットの入力に
対して、2ビットの情報ビットと2ビットの冗長ビットとを出力する。さらに、
ここでは、受信側において各情報ビットに対する訂正能力が均一になるように、
各冗長ビットを生成する。

一方、第4図(b)の復号器において、22は受信信号: Lcy (後述の受信
20 信号: y_2, y_1, y_0 に相当)から対数尤度比を算出する第1の復号器であり、2
3および27は加算器であり、24および25はインタリーバであり、26は受
信信号: Lcy (後述の受信信号: y_2, y_1, y_0 に相当)から対数尤度比を算出
する第2の復号器であり、28はデインタリーバであり、29は第1の復号器2
2の出力を判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第1の判定器であり、
25 30はリードソロモン符号を復号してより精度の高い情報ビット系列を出力する
第1のR/Sデコーダであり、31は第2の復号器26の出力を判定して元の情
報ビット系列の推定値を出力する第2の判定器であり、32はリードソロモン符

号を復号してさらに精度の高い情報ビット系列を出力する第2のR/Sデコーダであり、33はLcy（後述の受信信号： y_3 , y_4 ...に相当）を硬判定して元の情報ビット系列の推定値を出力する第3の判定器である。

- まず、第4図（a）に示す符号器の動作について説明する。なお、本実施の形態では、多値直交振幅変調（QAM: Quadrature Amplitude Modulation）として、たとえば、16QAM方式を採用する。また、本実施の形態の符号器においては、すべての入力データ（4ビット）に対してターボ符号化を実行する従来技術と異なり、下位2ビットの入力データに対してのみターボ符号化を実施し、他の上位ビットについては入力データをそのままの状態で出力する。
- ここで、下位2ビットの入力データについてのみターボ符号化を実行する理由を説明する。第5図は、各種ディジタル変調の信号点配置を示す図であり、詳細には、第5図（a）が4相PSK（Phase Shift Keying）方式の信号点配置であり、（b）が16QAM方式の信号点配置であり、（c）が64QAM方式の信号点配置である。
- たとえば、上記すべての変調方式の信号点配置において、受信信号点がaまたはbの位置である場合、通常、受信側では、軟判定により情報ビット系列（送信データ）として最も確からしいデータを推定する。すなわち、受信信号点との距離が最も近い信号点を送信データとして判定することになる。しかしながら、このとき、たとえば、第5図の受信信号点aおよびbに着目すると、いずれの場合（第5図（a）（b）（c）に相当）においても、受信信号点に最も近い4点の下位2ビットが、（0, 0）（0, 1）（1, 0）（1, 1）であることがわかる。そこで、本実施の形態においては、特性が劣化する可能性のある4つの信号点（すなわち、信号点間距離が最も近い4点）の下位2ビットに対して、優れた誤り訂正能力をもつターボ符号化を実施し、受信側で軟判定を行う。一方、特性が劣化する可能性の低いその他の上位ビットについては、そのままの状態で出力し、受信側で硬判定を行う構成とした。

これにより、本実施の形態においては、多値化に伴って劣化する可能性のある

特性を向上させることができ、さらに、送信信号の下位2ビットに対してのみターボ符号化を実施するため、すべてのビットをターボ符号化の対象とする従来技術（第31図参照）と比較して、演算量を大幅に削減することができる。

続いて、入力された下位2ビットの送信データ： u_1 , u_2 に対してターボ符号化を実施する、第4図（a）に示すターボ符号器21の動作の一例について説明する。たとえば、第6図は、ターボ符号器21の構成例を示す図であり、詳細には、第6図（a）がターボ符号器21のブロック構成を示す図であり、第6図（b）が再帰的組織畳込み符号器の回路構成の一例を示す図である。なお、ここでは、再帰的組織畳込み符号器として第6図（b）の構成を用いることとしたが、
 5 これに限らず、たとえば、従来と同一の再帰的組織畳込み符号器や、その他の既知の再帰的組織畳込み符号器を用いることとしてもよい。

第6図（a）において、35は情報ビット系列に相当する送信データ： u_1 , u_2 を畳込み符号化して冗長データ： u_a を出力する第1の再帰的組織畳込み符号化器であり、36および37はインタリーブであり、38はインタリーブ処理後のデータ： u_{1i} , u_{2i} を畳込み符号化して冗長データ： u_b を出力する第2の再帰的組織畳込み符号化器である。ターボ符号器21では、同時に、送信データ： u_1 , u_2 と、第1の再帰的組織畳込み符号化器35の処理により送信データ： u_1 , u_2 を符号化した冗長データ： u_a と、第2の再帰的組織畳込み符号化器38の処理によりインタリーブ処理後のデータ： u_{1i} , u_{2i} を符号化した（他のデータとは時刻の異なる）冗長データ： u_b と、を出力する。
 15
 20

また、第6図（b）に示す再帰的組織畳込み符号化器において、61, 62, 63, 64は遅延器であり、65, 66, 67, 68, 69は加算器である。この再帰的組織畳込み符号化器においては、1段目の加算器65が、入力される送信データ： u_2 （またはデータ： u_{1i} ）とフィードバックされた冗長データ： u_a （または冗長データ： u_b ）とを加算出力し、2段目の加算器66が、入力される送信データ： u_1 （またはデータ： u_{2i} ）と遅延器61の出力とを加算出力し、3段目の加算器67が、入力される送信データ： u_1 （またはデータ： u_{2i} ）と送
 25

信データ： u_2 （またはデータ： u_{1t} ）と遅延器62の出力とを加算出力し、4段目の加算器68が、入力される送信データ： u_1 （またはデータ： u_{2t} ）と送信データ： u_2 （またはデータ： u_{1t} ）と遅延器63の出力とフィードバックされた冗長データ： u_a （または冗長データ： u_b ）とを加算出力し、最終段の加算器69
5 が、入力される送信データ： u_2 （またはデータ： u_{1t} ）と遅延器64の出力とを加算し、最終的に冗長データ： u_a （冗長データ： u_b ）を出力する。

そして、ターボ符号器21においては、冗長データ： u_a 、 u_b を用いた受信側での送信データ： u_1 と u_2 の推定精度が、均一になるように、各冗長ビットにおける重みに偏りが発生しないようにしている。すなわち、送信データ： u_1 と u_2
10 の推定精度を均一化するために、たとえば、送信データ： u_2 を、第1の再帰的組織畳込み符号化器35における加算器65、67、68、69（第6図（b）参照）に入力し、インタリーブ実施後のデータ： u_{2t} を、第2の再帰的組織畳込み符号化器38における加算器66～68に入力し、一方、送信データ： u_1 を、第1の再帰的組織畳込み符号化器35における加算器66～68に入力し、イン
15 タリーブ実施後のデータ： u_{1t} を、第2の再帰的組織畳込み符号化器38における加算器65、67、68、69に入力することで、送信データ： u_1 の系列と送信データ： u_2 の系列との間で、出力までに通る遅延器の数を同一にしている。

このように、第4図（a）に示す符号器を用いた場合には、インタリーブの効果として、バースト的なデータの誤りに対して誤り訂正能力を向上させることが
20 可能となり、さらに、送信データ： u_1 の系列の入力と送信データ： u_2 の系列の入力とを、第1の再帰的組織畳込み符号化器35と第2の再帰的組織畳込み符号化器38との間で入れ替えることにより、受信側における送信データ： u_1 と u_2 の推定精度の均一化が可能となる。

つぎに、第4図（b）に示す復号器の動作について説明する。なお、本実施の
25 形態では、多値直交振幅変調（QAM）として、たとえば、16QAM方式を採用する場合について説明する。また、本実施の形態の復号器においては、受信データの下位2ビットに対してターボ復号を実施し、軟判定により元の送信データ

を推定し、他の上位ビットについては、受信データを第3の判定器33で硬判定することにより、元の送信データを推定する。ただし、受信信号 $Lcy : y_4, y_3, y_2, y_1, y_a, y_b$ は、それぞれ前記送信側の出力: $u_4, u_3, u_2, u_1, u_a, u_b$ に伝送路のノイズやフェージングの影響を与えた信号である。

まず、受信信号 $Lcy : y_2, y_1, y_a, y_b$ を受け取ったターボ復号器では、第1の復号器22が、受信信号 $Lcy : y_2, y_1, y_a$ を抽出し、これらの受信信号から推定される情報ビット（元の送信データ： u_{1k}, u_{2k} に相当）： u_{1k}' , u_{2k}' の対数尤度比： $L(u_{1k}')$, $L(u_{2k}')$ を算出する（ k は時刻を表す）。すなわち、ここでは、 u_{2k} が0である確率に対する u_{2k} が1である確率と、 u_{1k} が0である確率に対する u_{1k} が1である確率と、を求めることとなる。なお、以降の説明では、 u_{1k}, u_{2k} のことを単に u_k と呼び、 u_{1k}', u_{2k}' のことを単に u_k' と呼ぶ。

ただし、第4図(b)において、 $L_e(u_k)$ は外部情報を表し、 $L_a(u_k)$ は1つ前の外部情報である事前情報を表す。また、対数尤度比を算出する復号器
15 としては、たとえば、既知の最大事後確率復号器(MAPアルゴリズム: Maximum A-Posteriori)が用いられることが多いが、たとえば、既知のビタビ復号器を用いることとしてもよい。

つぎに、加算器 23 では、前記算出結果である対数尤度比から、第 2 の復号器 26 に対する外部情報: $L_e(u_k)$ を算出する。ただし、1 回目の復号においては、事前情報が求められていないため、 $L_a(u_k) = 0$ である。

つぎに、インタリーバ 24 および 25 では、受信信号 L_{cy} と外部情報: $L_e(u_k)$ に対して信号の並べ替えを行う。そして、第 2 の復号器 26 では、第 1 の復号器 22 と同様に、受信信号 L_{cy} 、および先に算出しておいた事前情報: $L_a(u_k)$ に基づいて、対数尤度比: $L(u_k')$ を算出する。

25 その後、加算器 27 では、加算器 23 と同様に、外部情報： $L_e(u_k)$ を算出する。このとき、デインタリーバ 28 にて並べ替えられた外部情報は、事前情報： $L_a(u_k)$ として、前記第 1 の復号器 22 にフィードバックされる。

そして、上記ターボ復号器では、上記処理を、所定の回数（イテレーション回数）にわたって繰り返し実行することにより、より精度の高い対数尤度比を算出し、そして、第1の判定器29および第2の判定器31が、この対数尤度比に基づいて信号の判定を行い、もとの送信データを推定する。具体的にいうと、たとえば、対数尤度比が“ $L(u_k') > 0$ ”であれば、推定情報ビット： u_k' を1と判定し、“ $L(u_k') \leq 0$ ”であれば、推定情報ビット： u_k' を0と判定する。なお、同時に受信する受信信号 $Lcy : y_3, y_4 \dots$ については、第3の判定器33を用いて硬判定される。

最後に、第1のR/Sデコーダ30および第2のR/Sデコーダ32では、所定の方法でリードソロモン符号を用いたエラーのチェックを行い、推定精度がある特定の基準を超えたと判断された段階で上記繰り返し処理を終了させる。そして、リードソロモン符号を用いて、各判定器にて前記推定されたもとの送信データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

ここで、第1のR/Sデコーダ30および第2のR/Sデコーダ32によるもとの送信データの推定方法を具体例にしたがって説明する。ここでは、具体例として、3つの方法をあげる。第1の方法としては、たとえば、第1の判定器29または第2の判定器31にてもとの送信データが推定される毎に、対応する第1のR/Sデコーダ30、または第2のR/Sデコーダ32が、交互にエラーのチェックを行い、いずれか一方のR/Sデコーダが「エラーがない」と判断した段階でターボ符号器による上記繰り返し処理を終了させ、そして、リードソロモン符号を用いて前記推定されたもとの送信データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

また、第2の方法としては、第1の判定器29または第2の判定器31にてもとの送信データが推定される毎に、対応する第1のR/Sデコーダ30、または第2のR/Sデコーダ32が、交互にエラーのチェックを行い、両方のR/Sデコーダが「エラーがない」と判断した段階でターボ符号器による上記繰り返し処理を終了させ、そして、リードソロモン符号を用いて前記推定されたもとの送信

データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

また、第3の方法としては、上記第1および第2の方法にて誤って「エラーがない」と判断され、繰り返し処理が実施されなかった場合に誤訂正をしてしまうという問題を改善し、たとえば、予め決めておいた所定回数分の繰り返し処理を
5 実施し、ある程度、ビット誤り率を低減しておいてから、リードソロモン符号を用いて前記推定されたもとの送信データの誤り訂正を行い、より推定精度の高い送信データを出力する。

このように、第4図(b)に示す復号器を用いた場合には、変調方式の多値化に伴ってコンスタレーションが増大する場合においても、特性劣化の可能性が
10 る受信信号の下位2ビットに対する軟判定処理およびリードソロモン符号による誤り訂正を実施するターボ復号器と、受信信号におけるその他のビットに対して硬判定を行う判定器と、を備えることで、計算量の多い軟判定処理の削減と、良好な伝送特性と、を実現することが可能となる。

また、第1のR/Sデコーダ30および第2のR/Sデコーダ32を用いて送信
15 データを推定することにより、イテレーション回数を低減することができ、計算量の多い軟判定処理およびその処理時間をさらに削減することが可能となる。
なお、ランダム誤りとバースト誤りが混在するような伝送路においては、シンボル単位での誤り訂正を行うR-S符号(リードソロモン)や他の既知の誤り訂正符号等との併用により優れた伝送特性が得られることが一般的に知られている。

20 つぎに、上記第6図に示すターボ符号器を用いて送信データを復号した場合のBER(ビットエラーレート)特性と、第31図に示す従来のターボ符号器を用いて送信データを復号した場合のBER特性と、を比較する。第7図は、両者のBER特性を示す図である。たとえば、BERを用いてターボ符号の性能を判断した場合、高 E_b/N_0 領域、すなわち、エラーフロア領域では、第6図に示すターボ符号器の方が、従来の符号器よりもビット誤り率が低い。第7図における比較検討結果から、エラーフロア領域のBER特性が低い第6図に示すターボ符号器の性能の方が、第31図に示す従来技術より明らかに優れているといえる。

なお、ここまでの説明では、通信装置が、第6図に示すような、

$$g = [h_0, h_1, h_2]$$

$$= [10011, 01110, 10111] \quad \dots (5)$$

のターボ符号器を採用した場合を前提とし（（5）の表現については後述する）、

5 たとえば、このターボ符号器に入力する2つの情報ビット系列の少なくともいず
れか一方の系列を最終段の加算器に入力する構成を採用することで、受信側にお
ける復調特性を向上させていた。以降の説明では、上記とは構成の異なる再帰的
組織畳込み符号化器を採用したターボ符号器を用いて、BER特性をさらに向上
させる。

10 ここで、本実施の形態における最適な再帰的組織畳込み符号化器の検索方法に
ついて説明する。ここでは、再帰的組織畳込み符号化器の一例として、拘束長：
5（加算器の数）、メモリ数：4の符号化器を想定する。まず、最適な再帰的組
織畳込み符号化器を検索する場合は、情報ビット： u_1, u_2 を入力した場合にと
りうるすべての再帰的組織畳込み符号化器の接続パターンを検索し、下記の最適
15 条件を満たす再帰的組織畳込み符号化器を検出する。

第8図は、拘束長：5，メモリ数：4を想定した場合における、再帰的組織畳
込み符号化器の表現方法を示す図であり、たとえば、情報ビット： u_1, u_2 をす
べての加算器に入力し、かつ冗長ビット： u_a （または u_b ）を最終段以外の各加
算器にフィードバックした場合は、式（6）のように表現できる。

$$20 \quad g = [h_0, h_1, h_2]$$

$$= [11111, 11111, 11111] \quad \dots (6)$$

また、再帰的組織畳込み符号化器の検索における最適条件は、下記のように表
すことができる。

（1）ブロック長： L ，入力重み：2で、自己終結（遅延器61，62，63，
25 64がオール0となる状態）するパターンの2つのビット‘1’の間隔： d_e が
最大となるパターン（例：間隔 $d_e = 10$ ）。

具体的にいうと、

自己終結パターンの発生数： $K = L / d e$ （ただし、小数点以下切り捨て）

… (7)

が最小のとき。

(2) かつ、重みの合計 (total weight) が上記パターン内で最大となるパターン (例：total weight=8)。

第9図および第10図は、本実施の形態の検索方法により求められた最適な再帰的組織畳込み符号化器である。拘束長：5，メモリ数：4を想定した場合は、第9図および第10図に示す、間隔 $d e = 10$ および total weight=8（後述の第11図および第12図参照）の再帰的組織畳込み符号化器が、上記最適条件を満たすことになる。

具体的にいうと、第9図は、

$$\begin{aligned} g &= [h_0, h_1, h_2] \\ &= [10011, 11101, 10001] \end{aligned} \quad \dots (8)$$

の再帰的組織畳込み符号化器であり、第10図は、

$$\begin{aligned} g &= [h_0, h_1, h_2] \\ &= [11001, 10001, 10111] \end{aligned} \quad \dots (9)$$

の再帰的組織畳込み符号化器である。なお、第11図および第12図は、上記最適条件を満たす第9図および第10図の再帰的組織畳込み符号化器の、自己終結パターンと、トータル重み：total weight と、を示す図である。

第13図は、上記第6図に示すターボ符号器を用いて送信データを復号した場合のBER特性と、第9図および第10図に示す再帰的組織畳込み符号化器を採用したターボ符号器を用いて送信データを復号した場合のBER特性と、を示す図である。たとえば、BERを用いてターボ符号の性能を判断した場合、 E_b/N_0 領域では、第9図および第10図に示す再帰的組織畳込み符号化器を採用したターボ符号器の方が、第6図のターボ符号器よりもビット誤り率が低い。すなわち、第13図における比較検討結果から、 E_b/N_0 のBER特性が低い本実施の形態におけるターボ符号器の方が、第6図に示すターボ符号器よりも性能

が優れている、といえる。

このように、拘束長：5，メモリ数：4の再帰的組織畳込み符号化器を想定した場合、ブロック長：L，入力重み：2で自己終結するパターンのビット‘1’の間隔：d eが最大となり、かつ、前記間隔d eが最大となるパターン内で重みの合計（total weight）が最大となるように、最適な再帰的組織畳込み符号化器を決定する。

なお、上記第9図および第10図に示す再帰的組織畳込み符号化器をターボ符号器に用いる場合、テイルビットは、以下のように処理する。

たとえば、第9図の再帰的組織畳込み符号化器は、

$$\begin{aligned} 10 \quad u_1^{(1)} &= S 0^{(0)} + S 3^{(0)} \\ u_2^{(1)} &= S 0^{(0)} + S 2^{(0)} \\ u_1^{(2)} &= S 3^{(0)} \\ u_2^{(2)} &= S 0^{(0)} + S 1^{(0)} \quad \dots (10) \end{aligned}$$

となり、第10図の再帰的組織畳込み符号化器は、

$$\begin{aligned} 15 \quad u_1^{(1)} &= S 0^{(0)} + S 1^{(0)} + S 3^{(0)} \\ u_2^{(1)} &= S 2^{(0)} \\ u_1^{(2)} &= 1^{(0)} + S 2^{(0)} + S 3^{(0)} \\ u_2^{(2)} &= S 1^{(0)} + S 2^{(0)} \quad \dots (11) \end{aligned}$$

となる。ただし、ここでいう‘+’は排他的論理和を表す。

20 一方、本実施の形態では、安価な通信装置を提供する、という観点から、拘束長：4、メモリ数：3の再帰的組織畳込み符号化器を採用するターボ符号器を用いることとしてもよい。この場合も、上記同様、情報ビット： u_1 、 u_2 を入力した場合にとりうるすべての再帰的組織畳込み符号化器の接続パターンを検索し、上記最適条件を満たす再帰的組織畳込み符号化器を検出する。

25 なお、第14図は、拘束長：4，メモリ数：3を想定した場合における、再帰的組織畳込み符号化器の表現方法を示す図であり、たとえば、情報ビット： u_1 、 u_2 をすべての加算器に入力し、かつ冗長ビット： u_3 （または u_4 ）を最終段以外

の各加算器にフィードバックした場合は、式(14)のように表現できる。

$$\begin{aligned} g &= [h_0, h_1, h_2] \\ &= [1111, 1111, 1111] \quad \dots (14) \end{aligned}$$

第15図、第16図、第17図および第18図は、上記検索方法(1)(2)により求めたれた最適な再帰的組織畳込み符号化器である。拘束長：4、メモリ数：3を想定した場合は、第15図～第18図に示す間隔 $d_e = 5$ および $total\ weight = 5$ （後述の第19図～第22図参照）の再帰的組織畳込み符号化器が、上記最適条件を満たすことになる。

具体的にいうと、第15図は、

$$\begin{aligned} 10 \quad g &= [h_0, h_1, h_2] \\ &= [1011, 1101, 0101] \quad \dots (15) \end{aligned}$$

の再帰的組織畳込み符号化器であり、第16図は、

$$\begin{aligned} g &= [h_0, h_1, h_2] \\ &= [1011, 1110, 1001] \quad \dots (16) \end{aligned}$$

15 の再帰的組織畳込み符号化器であり、第17図は、

$$\begin{aligned} g &= [h_0, h_1, h_2] \\ &= [1101, 1001, 0111] \quad \dots (17) \end{aligned}$$

の再帰的組織畳込み符号化器であり、第18図は、

$$\begin{aligned} 20 \quad g &= [h_0, h_1, h_2] \\ &= [1101, 1010, 1011] \quad \dots (18) \end{aligned}$$

の再帰的組織畳込み符号化器である。なお、第19図、第20図、第21図および第22図は、上記最適条件を満たす第15図～第18図の再帰的組織畳込み符号化器の自己終結パターンと、トータル重み： $total\ weight$ と、を示す図である。

25 このように、拘束長：4、メモリ数：3の再帰的組織畳込み符号化器を想定した場合においても、上記同様、ブロック長： L 、入力重み：2で自己終結するパターンのビット‘1’の間隔： d_e が最大となり、かつ、前記間隔 d_e が最大と

なるパターン内で重みの合計 (total weight) が最大となるように、最適な再帰的組織畳込み符号化器を決定する。

なお、上記第 15 図から第 18 図に示す再帰的組織畳込み符号化器をターボ符号器に用いる場合、テイルビットは、以下のように処理する。

5 たとえば、第 15 図の再帰的組織畳込み符号化器は、

$$u_1^{(1)} + u_2^{(1)} + u_2^{(2)} = S1^{(0)} + S2^{(0)}$$

$$u_2^{(1)} + u_1^{(2)} + u_2^{(2)} = S2^{(0)}$$

$$u_1^{(2)} + u_2^{(2)} = S0^{(0)} + S1^{(0)} + S2^{(0)} \quad \dots (19)$$

となり、第 16 図の再帰的組織畳込み符号化器は、

10 $u_1^{(1)} + u_2^{(1)} + u1^{(2)} = S1^{(0)} + S2^{(0)}$

$$u_1^{(1)} + u_1^{(2)} = S2^{(0)}$$

$$u_2^{(1)} + u_1^{(2)} + u_2^{(2)} = S0^{(0)} + S1^{(0)} + S2^{(0)} \quad \dots (20)$$

となり、第 17 図の再帰的組織畳込み符号化器は、

$$u_2^{(1)} + u_2^{(2)} = S1^{(0)}$$

15 $u_1^{(2)} = S1^{(0)} + S2^{(0)}$

$$u_1^{(1)} + u_2^{(2)} = S0^{(0)} + S2^{(0)} \quad \dots (21)$$

となり、第 18 図の再帰的組織畳込み符号化器は、

$$u_1^{(1)} + u_2^{(1)} + u_1^{(2)} = S1^{(0)}$$

$$u_2^{(1)} + u_2^{(2)} = S1^{(0)} + S2^{(0)}$$

20 $u_2^{(1)} + u_1^{(2)} + u_2^{(2)} = S0^{(0)} + S2^{(0)} \quad \dots (22)$

となる。ただし、ここでいう '+' は排他的論理和を表す。

以上、ここまでの説明では、誤り訂正制御にターボ符号を適用した場合の、通信装置内の符号器と復号器の構成、および動作について説明した。以降の説明では、本発明の特徴となる送信側の動作（復号器の動作も含む）、および受信側の動作（復号器の動作も含む）、を詳細に説明する。なお、符号器および復号器の構成については、先に説明した第 4 図の構成を用いることとする。また、ターボ符号器の構成については、第 6 図 (a) の構成を用いることとし、さらに、再帰

25

的組織畳込み符号化器の構成については、第6図(b)、第9図、第10図、第15図～第18図のなかからいずれか1つを適用する。

たとえば、電話回線等の既存の伝送路を用いてDMT変復調方式によるデータ通信を行う場合、送信側では、トーンオーダリング処理、すなわち、伝送路のS/N (signal-to-noise ratio: 信号対雑音比) 比に基づいて、予め設定された
5 周波数帯の複数のトーン (マルチキャリア) に、それぞれが伝送可能なビット数の伝送データを割り振る処理 (この処理により、伝送レートが決定する)、を行う。

具体的にいうと、たとえば、第23図(a)に示すように、各周波数のtone 0～tone 9に、それぞれS/N比に応じたビット数の伝送データを割り振
10 っている。ここでは、tone 9に0ビット、tone 0とtone 1とtone 7とtone 8に1ビット、tone 6に2ビット、tone 2に3ビット、tone 5に4ビット、tone 3に5ビット、tone 4に6ビット、の伝送データが割り振られ、この24ビット (情報ビット: 16ビット、冗長ビット: 8ビット) で1フレームを形成している。なお、図示のバッファ (ファーストデータバッファ+インタリーブドデータバッファ) と比較して各トーンに割り振られるビット数が多くなっているのは、誤り訂正に必要な冗長ビットが加わることに起因している。

そして、トーンオーダリング処理された伝送データの1フレームは、たとえば、
20 第23図(b)に示すように構成される。具体的にいうと、割り振られたビット数の少ないトーン順、すなわち、tone 9 (b0'), tone 0 (b1'), tone 1 (b2'), tone 7 (b3'), tone 8 (b4'), tone 6 (b5'), tone 2 (b6'), tone 5 (b7'), tone 3 (b8'), tone 4 (b9') の順に、並べられ、tone 9とtone 0と
25 tone 1とtone 7、tone 8とtone 6、tone 2とtone 5、およびtone 3とtone 4が、それぞれ1トーンセットとして構成される。

このように、ここでは、トーンオーダリング処理によって割り振られたビット

数の少ないトーン順かつ2つあるいは4つのトーンで、トーンセットを形成する。そして、少なくとも3ビット（3ビットは情報ビットが1系列の場合である）で構成される前述のターボ符号を、各トーンセットに割り振る。

その後、第23図のように構成されたバッファ内のデータは、1トーンセット
5 毎に符号化される。まず、最初のトーンセット（tone 9, tone 0, tone 1, tone 7）のデータd 0, ダミーデータd__dummy（情報ビットが1系列であるため）を、ターボ符号器21の端子u₁, u₂に入力すると、2ビットの情報ビット（u₁, u₂）と2ビットの冗長ビット（u_a, u_b）、すなわち、4ビットのターボ符号が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。なお、情報ビットu₂は、ダミーデータであるので、実際に符号化されるのはu₁, u_a, u_bの3ビットとなる。
10

つぎに、2つ目のトーンセット（tone 8, tone 6）のデータd 1, ダミーデータd__dummyを、ターボ符号器21の端子u₁, u₂に入力すると、2ビットの情報ビット（u₁, u₂）と2ビットの冗長ビット（u_a, u_b）、すな
15 わち、4ビットのターボ符号が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。なお、情報ビットu₂は、ダミーデータであるので、上記同様、実際に符号化されるのはu₁, u_a, u_bの3ビットとなる。

つぎに、3つ目のトーンセット（tone 2, tone 5）のデータd 2, d 3, d 4, d 5, d 6を、ターボ符号器21の端子u₁, u₂と端子u₄, u₅, …
20 に入力すると、2ビットの情報ビット（u₁, u₂）と2ビットの冗長ビット（u_a, u_b）、すなわち、4ビットのターボ符号と、その他の3ビットのデータ（u₃, u₄, …）が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。

最後に、4つ目のトーンセット（tone 3, tone 4）のデータd 7, d
25 0, d 1, d 2, d 3, d 4, d 5, d 6, d 7を、ターボ符号器21の端子u₁, u₂と端子u₄, u₅, …に入力すると、2ビットの情報ビット（u₁, u₂）と2ビットの冗長ビット（u_a, u_b）、すなわち、4ビットのターボ符号と、その他

の7ビットのデータ (u_3, u_4, \dots) が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。

そして、上記のように、S/N比に基づいてトーンオーダリング処理、および符号化処理が行われることにより、1フレーム毎に伝送データが多重化され、さらに、送信側では、多重化された伝送データに対して高速逆フーリエ変換 (IFFT) を行い、その後、D/Aコンバータを通してディジタル波形をアナログ波形に変換し、最後に、ローパスフィルタをかけて、最終的な伝送データを電話回線上に送信する。

このように、ターボ符号を用いた通信装置では、トーンオーダリング処理にて
10 割り振られたビット数の少ないトーン順かつ2つあるいは4つのトーンで、トーンセットを形成し、さらに、少なくとも3ビットで構成されるターボ符号を各トーンセットに割り振ることにより、無駄のない良好な伝送効率を得ている。

しかしながら、「インタリーブドデータバッファ経路を用いて高レート/高信頼性のデータ通信を実現し、ファーストデータバッファを用いて低伝送遅延を実現する」、という観点から言えば、すべてのトーンセットに対してターボ符号化を実施する上記の通信方法では、低伝送遅延を実現できなくなってしまう、という問題があった。具体的にいうと、ターボ符号器21内部のインタリーブ (第6図 (a) 参照) では、ある程度のブロック長 (たとえば、8 DMTシンボル) のデータをバッファ内に蓄積する必要があるため、その蓄積に要する時間分だけ遅延が発生する。
20

そこで、本実施の形態においては、たとえば、第1図に示すように、コンスタレーションエンコーダ/ゲインスケール部2において、ファーストデータバッファ経路とインタリーブドデータバッファ経路で処理をトーン単位に分けることで、すなわち、ファーストデータバッファ経路についてはターボ符号化を実施
25 しないことで、ファーストデータバッファ経路における低伝送遅延を実現する。

以下、本実施の形態の送信側および受信側の動作を第1図および第24図を用いて詳細に説明する。たとえば、電話回線等の既存の伝送路を用いてDMT変復

調方式によるデータ通信を行う場合、送信側では、トーンオーダリング部1が、トーンオーダリング処理、すなわち、伝送路のS/N比に基づいて、予め設定された周波数帯の複数のトーンに、それぞれが伝送可能なビット数の伝送データを割り振る処理（この処理により、伝送レートが決定する）、を行う。

- 5 たとえば、第24図（a）に示すように、各周波数のtone0～tone9に、それぞれS/N比に応じたビット数の伝送データを割り振っている。なお、本実施の形態では、通話ができる程度の伝送レートをファーストデータバッファで確保し、すなわち、64kbp/sの伝送レートで通話可能な回線を2回線使用するような場合には、128kbp/sの伝送レートが実現できるようなビット数
10 をファーストデータバッファで確保し、一方、残りのビットをインタリーブドデータバッファで確保する。

- 具体的にいうと、ファーストデータバッファ用のデータとして、tone0に0ビット、tone1とtone2とtone8とtone9に1ビット、tone3とtone4とtone7に2ビット、を割り振り、インタリーブドデータ
15 バッファ用のデータとして、tone5とtone6に4ビット、を割り振り、この18ビット（情報ビット：16ビット、冗長ビット：2ビット）で1フレームを形成する。なお、図示のバッファ（ファーストデータバッファ+インタリーブドデータバッファ）と比較して各トーンに割り振られるビット数が多くなっているのは、ターボ符号化に必要な冗長ビット（2ビット）が加わっていることに
20 起因している。

- また、トーンオーダリング処理された伝送データの1フレームは、たとえば、第24図（b）に示すように構成される。具体的にいうと、割り振られたビット数の少ないトーン順、すなわち、tone0（b0'）、tone1（b1'）、tone2（b2'）、tone8（b3'）、tone9（b4'）、tone3（b5'）、tone4（b6'）、tone7（b7'）、tone5（b8'）、tone6（b9'）の順に、並べられ、tone0とtone1、tone2とtone8、tone9とtone3、tone4とtone7、
25

およびtone 5とtone 6が、それぞれ1トーンセットとして構成される。

その後、第24図のように構成されたバッファ内のデータは、ファーストデータバッファ経路では、そのままの状態で出力され、インタリーブドデータバッファ経路では、1トーンセット毎に符号化される。まず、ファーストデータバッファに配分されたトーンセット (tone 0, tone 1, tone 2, tone 8, tone 9, tone 3, tone 4, tone 7) のデータd 0~d 9を、第1のマッパ4に入力すると、10ビットの情報ビットがそのままの状態

で出力される。

つぎに、インタリーブドデータバッファに配分されたトーンセット (tone 5, tone 6) のデータd 0, d 1, d 2, d 3, d 4, d 5を、第2のマッパ5内のターボ符号器21の端子u₁, u₂と端子u₄, u₅, …に入力すると、2ビットの情報ビット (u₁, u₂) と2ビットの冗長ビット (u_a, u_b)、すなわち、4ビットのターボ符号と、その他の4ビットのデータ (u₃, u₄, …) が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。

そして、マルチプレクサ6では、第1のマッパ4からの情報ビットおよび第2のマッパ5からの符号化データを、受け取った順に、上記各トーン (tone 0~tone 9) に分けることで、コンスタレーションデータを生成する。なお、以降の説明については、第2図の送信系の動作と同様であるためその説明を省略する。

一方、受信側では、まず、コンスタレーションデコーダ/ゲインスケール部13内のデマルチプレクサ15が、トレーニングにて得られる各バッファとトーンとの対応関係に基づいて、フーリエ変換処理後の周波数データを、ファーストデータバッファ経路のトーンと、インタリーブドデータバッファ経路のトーンと、に振り分ける処理を行う。

そして、第1のデマッパ16では、振り分けられたファーストデータバッファ経路のトーン上のビットを硬判定し、その硬判定データを出力する。また、第2のデマッパ17では、振り分けられたインタリーブドデータバッファ経路のト

ン上の下位2ビットをターボ復号（第4図（b）のターボ復号器参照）し、残りの上位ビットを硬判定（第4図（b）の第3の判定器33参照）し、これらの判定値を出力する。

最後に、第1のトーンオーダリング部18および第2のトーンオーダリング部
5 19では、上記各出力を受け取り、ファーストデータバッファ経路とインタリーブドデータバッファ経路とで個別にトーンオーダリング処理を実施する。なお、以降の説明については、第3図の受信系の動作と同様であるためその説明を省略する。

このように、本実施の形態においては、送信側および受信側において、ファーストデータバッファ経路の処理とインタリーブドデータバッファ経路の処理とを
10 トーン単位に分離し、さらに、ファーストデータバッファ経路においてターボ符号化を実施せず、インタリーブドデータバッファ経路においてターボ符号化を実施する構成とした。これにより、インタリーブドデータバッファ経路を用いた場合には、高レート／高信頼性のデータ通信を実現することができ、さらに、ファーストデータバッファ経路を用いた場合には、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、低伝送遅延を実現することができる。

実施の形態2.

前述の実施の形態1では、送信側および受信側の両方において、ファーストデータバッファ経路の処理とインタリーブドデータバッファ経路の処理とをトーン
20 単位に分離することで、ファーストデータバッファ経路における低伝送遅延を実現した。

本実施の形態においては、ファーストデータバッファとインタリーブドデータバッファに配分するビット数を予め決めておき（本実施の形態では8ビット単位）、たとえば、トーンセットが2つのバッファにまたがるような場合には、その
25 トーンセットを両方の経路で処理し、ファーストデータバッファに対応するビットを硬判定し、インタリーブドデータバッファに対応するビットをターボ復号することで、ファーストデータバッファ経路における低伝送遅延を実現する。なお、

本実施の形態の構成については、前述の実施の形態1と同様であるため、同一の符号を付してその説明を省略する。

以下、本実施の形態の送信側および受信側の動作を第1図および第25図を用いて詳細に説明する。たとえば、電話回線等の既存の伝送路を用いてDMT変復調方式によるデータ通信を行う場合、送信側では、トーンオーダリング処理部1が、トーンオーダリング処理、すなわち、伝送路のS/N比に基づいて、予め設定された周波数帯の複数のトーンに、それぞれが伝送可能なビット数の伝送データを割り振る処理（この処理により、伝送レートが決定する）、を行う。

たとえば、第25図（a）に示すように、各周波数のtone0～tone9に、それぞれS/N比に応じたビット数の伝送データを割り振っている。なお、本実施の形態では、予めファーストデータバッファおよびインタリーブドデータバッファの大きさ（ビット数）を決めておく。

具体的にいうと、ファーストデータバッファ用のデータとして、tone0に0ビット、tone1とtone2とtone8とtone9に1ビット、tone3とtone4とtone7に2ビット、を割り振り、インタリーブドデータバッファ用のデータとして、tone4とtone7に2ビット、tone5とtone6に4ビット、を割り振り、この18ビット（情報ビット：16ビット、冗長ビット：2ビット）で1フレームを形成する。なお、図示のバッファ（ファーストデータバッファ+インタリーブドデータバッファ）と比較して各トーンに割り振られるビット数が多くなっているのは、ターボ符号化に必要な冗長ビット（2ビット）が加わっていることに起因している。

また、トーンオーダリング処理された伝送データの1フレームは、たとえば、第25図（b）に示すように構成される。具体的にいうと、割り振られたビット数の少ないトーン順、すなわち、tone0（b0'）、tone1（b1'）、tone2（b2'）、tone8（b3'）、tone9（b4'）、tone3（b5'）、tone4（b6'）、tone7（b7'）、tone5（b8'）、tone6（b9'）の順に、並べられ、tone0とtone1、

tone 2とtone 8、tone 9とtone 3、tone 4とtone 7、
およびtone 5とtone 6が、それぞれ1トーンセットとして構成される。

その後、第25図のように構成されたバッファ内のデータは、ファーストデータバッファ経路では、そのままの状態での出力され、インタリーブドデータバッファ経路では、1トーンセット毎に符号化される。まず、ファーストデータバッファに配分されたトーンセット (tone 0, tone 1, tone 2, tone 8, tone 9, tone 3, tone 4, tone 7) のデータd 0～d 7を、
第1のマッパ4に入力すると、8ビットの情報ビットがそのままの状態での出力される。

つぎに、インタリーブドデータバッファに配分されたトーンセット (tone 4, tone 7) のデータd 6, d 7, d 0, d 1を、第2のマッパ5内のターボ符号器21の端子u₁, u₂と端子u₄, u₅に入力すると、2ビットの情報ビット (u₁, u₂) と2ビットの冗長ビット (u_a, u_b)、すなわち、4ビットのターボ符号と、その他の2ビットのデータ (u₃, u₄) が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。

最後に、インタリーブドデータバッファに配分されたトーンセット (tone 5, tone 6) のデータd 2, d 3, d 4, d 5, d 6, d 7を、第2のマッパ5内のターボ符号器21の端子u₁, u₂と端子u₄, u₅, …に入力すると、2ビットの情報ビット (u₁, u₂) と2ビットの冗長ビット (u_a, u_b)、すなわち、4ビットのターボ符号と、その他の4ビットのデータ (u₃, u₄, …) が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。

そして、マルチプレクサ6では、第1のマッパ4からの情報ビットおよび第2のマッパ5からの符号化データを、受け取った順に、上記各トーン (tone 0～tone 9) に分けることで、コンスタレーションデータを生成する。なお、
以降の説明については、第2図の送信系の動作と同様であるためその説明を省略する。

一方、受信側では、まず、コンスタレーションデコーダ/ゲインスケール

部13内のデマルチプレクサ15が、トレーニングにて得られる各バッファとトーンとの対応関係に基づいて、フーリエ変換処理後の周波数データを、ファーストデータバッファ経路のトーンと、インタリーブドデータバッファ経路のトーンと、に振り分ける処理を行う。

- 5 そして、第1のデマッパ16では、振り分けられたファーストデータバッファ経路のトーン (tone0, tone1, tone2, tone8, tone9, tone3, tone4, tone7) 上のビットを硬判定し、その硬判定データを出力する。ここでは、ファーストデータバッファに対応するビット: d0～d7に対して硬判定結果を割り当てる。なお、tone4とtone7で構成されるトーンセットが両バッファにまたがっているため、tone4とtone7
- 10 のトーンセットを硬判定したときに得られるビット: d0, d1は削除される。

- また、第2のデマッパ17では、振り分けられたインタリーブドデータバッファ経路のトーンセット (tone4とtone7, tone5とtone6) 上の下位2ビットをターボ復号 (第4図 (b) のターボ復号器参照) し、残りの上位ビットを硬判定 (第4図 (b) の第3の判定器33参照) し、これらの判定値
- 15 を出力する。ここでは、インタリーブドデータバッファに対応するビット: d0～d7に対してターボ復号結果を割り当てる。なお、tone4とtone7で構成されるトーンセットが両バッファにまたがっているため、tone4とtone7のトーンセットをターボ復号したときに得られるビット: d0, d1は削除される。
- 20

- 最後に、第1のトーンオーダリング部18および第2のトーンオーダリング部19では、上記各出力を受け取り、ファーストデータバッファ経路とインタリーブドデータバッファ経路とで個別にトーンオーダリング処理を実施する。なお、以降の説明については、第3図の受信系の動作と同様であるためその説明を省略
- 25 する。

 このように、本実施の形態においては、ファーストデータバッファとインタリーブドデータバッファに配分するビット数を予め決めておき (本実施の形態では

8ビット単位)、たとえば、トーンセットが2つのバッファにまたがるような場合には、そのトーンセットを両方の経路で処理し、ファーストデータバッファに対応するビットを硬判定し、インタリーブドデータバッファに対応するビットをターボ復号する構成とした。これにより、インタリーブドデータバッファ経路を用いた場合には、高レート/高信頼性のデータ通信を実現することができ、さらに、ファーストデータバッファ経路を用いた場合には、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、低伝送遅延を実現することができる。

実施の形態3.

前述の実施の形態2では、ファーストデータバッファとインタリーブドデータバッファに配分するビット数を予め決めておくことで、ファーストデータバッファ経路における低伝送遅延を実現した。

本実施の形態においては、送信側が、 S/N に基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外をファーストデータバッファに割り振り、残りの下位2ビットをインタリーブドデータバッファに割り振り、受信側が、ファーストデータバッファに対応するビットを硬判定し、インタリーブドデータバッファに対応するビットをターボ復号することで、ファーストデータバッファ経路における低伝送遅延を実現する。なお、前述の実施の形態1および2と同様の構成については、同一の符号を付してその説明を省略する。ここでは、実施の形態1および2と異なり、送信側が、マルチプレクサによるトーンの振り分けを行わない。

以下、本実施の形態の送信側および受信側の動作を第1図および第26図を用いて詳細に説明する。たとえば、電話回線等の既存の伝送路を用いてDMT変復調方式によるデータ通信を行う場合、送信側では、トーンオーダリング処理部1が、トーンオーダリング処理、すなわち、伝送路の S/N 比に基づいて、予め設定された周波数帯の複数のトーンに、それぞれが伝送可能なビット数の伝送データを割り振る処理(この処理により、伝送レートが決定する)、を行う。

ここでは、たとえば、第25図(a)に示すような、tone0～tone9

のビットマップから、各トーンの下位2ビット以外をファーストデータバッファに割り振り、残りの下位2ビットをインタリーブドデータバッファに割り振る。

具体的にいうと、ファーストデータバッファ用のデータとして、tone 3の1ビット、tone 4の上位1ビット、tone 7の上位1ビット、tone 5
5 の上位2ビット、tone 6の上位2ビット、を割り当て、インタリーブドデータバッファ用のデータとして、tone 0の1ビット、tone 1とtone 2とtone 8とtone 9の2ビット、tone 3とtone 4とtone 5とtone 6とtone 7の下位2ビット、を割り当て、この26ビット（情報ビット：16ビット、冗長ビット：10ビット）で1フレームを形成する。なお、
10 図示のバッファ（ファーストデータバッファ+インタリーブドデータバッファ）と比較して各トーンに割り振られるビット数が多くなっているのは、ターボ符号化に必要な冗長ビット（2ビット）が加わっていることに起因している。

また、トーンオーダリング処理された伝送データの1フレームは、たとえば、第26図（b）に示すように構成される。具体的にいうと、tone 3の1ビット、
15 tone 4の1ビット、tone 7の1ビット、tone 5の2ビット、tone 6の2ビット、tone 0の1ビット、tone 1～9の2ビットの順に、並べられ、tone 0の1ビットとtone 1の2ビット、tone 2の2ビットとtone 3の2ビット、tone 4の2ビットとtone 5の2ビット、tone 6の2ビットとtone 7の2ビット、およびtone 8の2ビットと
20 tone 9の2ビットが、それぞれ1トーンセットとして構成される。

その後、第26図のように構成されたバッファ内のデータは、ファーストデータバッファ経路では、そのままの状態で出力され、インタリーブドデータバッファ経路では、1トーンセット毎に符号化される。まず、ファーストデータバッファに配分されたトーン（tone 3, tone 4, tone 7, tone 5, tone 6）のデータd0～d6を、第1のマッパ4に入力すると、8ビットの情報ビットがそのままの状態
25 で出力される。

つぎに、インタリーブドデータバッファに配分されたトーンセット：tone

0, *tone 1*のデータ *d 0*, ダミーデータ *d__dummy* (情報ビットが1系列であるため) を、第2のマッパ5内のターボ符号器21の端子 *u₁*, *u₂*に入力すると、2ビットの情報ビット (*u₁*, *u₂*) と2ビットの冗長ビット (*u_a*, *u_b*)、すなわち、4ビットのターボ符号が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。なお、情報ビット *u₂*は、ダミーデータであるので、実際に符号化されるのは *u₁*, *u_a*, *u_b*の3ビットとなる。

つぎに、インタリーブドデータバッファに配分されたトーンセット: *tone 2*, *tone 3*のデータ *d 1*, *d 2*を、第2のマッパ5内のターボ符号器21の端子 *u₁*, *u₂*に入力すると、2ビットの情報ビット (*u₁*, *u₂*) と2ビットの冗長ビット (*u_a*, *u_b*)、すなわち、4ビットのターボ符号が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。

つぎに、インタリーブドデータバッファに配分されたトーンセット: *tone 4*, *tone 5*のデータ *d 3*, *d 4*を、第2のマッパ5内のターボ符号器21の端子 *u₁*, *u₂*に入力すると、2ビットの情報ビット (*u₁*, *u₂*) と2ビットの冗長ビット (*u_a*, *u_b*)、すなわち、4ビットのターボ符号が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。

つぎに、インタリーブドデータバッファに配分されたトーンセット: *tone 6*, *tone 7*のデータ *d 5*, *d 6*を、第2のマッパ5内のターボ符号器21の端子 *u₁*, *u₂*に入力すると、2ビットの情報ビット (*u₁*, *u₂*) と2ビットの冗長ビット (*u_a*, *u_b*)、すなわち、4ビットのターボ符号が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。

最後に、インタリーブドデータバッファに配分されたトーンセット: *tone 8*, *tone 9*のデータ *d 7*, *d 8*を、第2のマッパ5内のターボ符号器21の端子 *u₁*, *u₂*に入力すると、2ビットの情報ビット (*u₁*, *u₂*) と2ビットの冗長ビット (*u_a*, *u_b*)、すなわち、4ビットのターボ符号が出力される。多くなっている2ビット分は、この冗長ビットに相当する。

一方、受信側では、まず、コンスタレーションデコーダ/ゲインスケール

部13内のデマルチプレクサ15が、トレーニングにて得られる各バッファとトーンとの対応関係に基づいて、フーリエ変換処理後の周波数データを、ファーストデータバッファ経路のトーンと、インタリーブドデータバッファ経路のトーンと、に振り分ける処理を行う。なお、上位ビットがファーストデータバッファに
5 割り振られ、下位ビットがインタリーブドデータバッファに割り振られているトーンについては、両方の経路にそのトーンを振り分ける。

そして、第1のデマップ16では、振り分けられたファーストデータバッファ経路のトーン (tone 3, tone 4, tone 5, tone 6, tone 7) 上のビットを硬判定し、その硬判定データを出力する。ここでは、ファースト
10 データバッファに対応するビット: d0~d6に対して硬判定結果を割り当てる。

また、第2のデマップ17では、振り分けられたインタリーブドデータバッファ経路のトーンセット (tone 0とtone 1, tone 2とtone 3, tone 4とtone 5, tone 6とtone 7, tone 8とtone 9) をターボ復号 (第4図 (b) のターボ復号器参照) し、そのターボ符合結果を出力
15 する。ここでは、インタリーブドデータバッファに対応するビット: d0~d8に対してターボ復号結果を割り当てる。

最後に、第1のトーンオーダリング部18および第2のトーンオーダリング部19では、上記各出力を受け取り、ファーストデータバッファ経路とインタリーブドデータバッファ経路とで個別にトーンオーダリング処理を実施する。なお、
20 以降の説明については、第3図の受信系の動作と同様であるためその説明を省略する。

このように、本実施の形態においては、送信側が、S/Nに基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外をファーストデータバッファに割り振り、残りの下位2ビットをインタリーブドデータバッファに割り振り、受
25 信側が、ファーストデータバッファに対応するビットを硬判定し、インタリーブドデータバッファに対応するビットをターボ復号する構成とした。これにより、インタリーブドデータバッファ経路を用いた場合には、高レート/高信頼性のデ

ータ通信を実現することができ、さらに、ファーストデータバッファ経路を用いた場合には、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、低伝送遅延を実現することができる。

実施の形態 4.

- 5 前述までの実施の形態においては、2 入力ターボ符号器、すなわち、2 ビットの情報ビットと 2 ビットの冗長ビットで構成される 4 ビットのターボ符号を出力するターボ符号器、を前提としていた。

- 本実施の形態においては、1 入力ターボ符号器、すなわち、1 ビットの情報ビットと 1 ビットの冗長ビットで構成される 2 ビットのターボ符号を出力するターボ符号器、についても対応する。
- 10

- 第 2 7 図は、本実施の形態のターボ符号器の構成例を示す図である。第 2 7 図において、7 1 は情報ビット系列に相当する送信データ： u_1 を畳込み符号化して冗長データ： u_0 を出力する第 1 の再帰的組織畳込み符号化器であり、7 2 はインタリーブであり、7 3 はインタリーブ処理後のデータ： u_{1t} を畳込み符号化して冗長データ： u_0 を出力する第 2 の再帰的組織畳込み符号化器であり、7 4 はいずれか一方の冗長データを選択し、その選択結果を冗長データ： u_0 として出力するパンクチャリング回路である。このターボ符号器では、同時に、送信データ： u_1 と、冗長データ： u_0 と、を出力する。
- 15

- ここで、本実施の形態における最適な再帰的組織畳込み符号化器の検索方法について説明する。ここでは、再帰的組織畳込み符号化器の一例として、拘束長：4（加算器の数）、メモリ数：3 の符号化器と、拘束長：5（加算器の数）、メモリ数：4 の符号化器と、を想定する。まず、最適な再帰的組織畳込み符号化器を検索する場合は、情報ビット： u_1 を入力した場合にとりうるすべての再帰的組織畳込み符号化器の接続パターンを検索し、下記の最適条件を満たす再帰的組織畳込み符号化器を検出する。
- 20
- 25

第 2 8 図は、拘束長：4、メモリ数：3 を想定した場合における、再帰的組織畳込み符号化器の表現方法を示す図であり、たとえば、情報ビット： u_1 をすべ

ての加算器に入力し、かつ冗長ビット： u_0 を最終段以外の各加算器にフィードバックした場合は、式（23）のように表現できる。

$$\begin{aligned} g &= [h_0, h_1] \\ &= [1111, 1111] \quad \dots (23) \end{aligned}$$

- 5 また、再帰的組織畳込み符号化器の検索における最適条件は、下記のように表すことができる。

（1）ブロック長： L ，入力重み：2で、自己終結（遅延器61，62，63がオール0となる状態）するパターンの2つのビット‘1’の間隔： d_e が最大となるパターン。具体的にいうと、前述の式（7）が最小のとき。

- 10 （2）入力重み：2で、重みの合計（total weight）が上記パターン内で最大となるパターン。

（3）ブロック長： L ，入力重み：3で、自己終結するパターンの両端のビット‘1’の間隔： d_e が最大となるパターン。具体的にいうと、前述の式（7）が最小のとき。

- 15 （4）入力重み：3で、重みの合計（total weight）が上記パターン内で最大となるパターン。

第29図および第30図は、本実施の形態の検索方法により求められた最適な再帰的組織畳込み符号化器である。拘束長：4，メモリ数：3を想定した場合は、入力重み：2のときに間隔 $d_e=7$ およびtotal weight=8、入力重み：3の
20 ときに間隔 $d_e=5$ およびtotal weight=7、の再帰的組織畳込み符号化器が、上記最適条件を満たすことになる。また、拘束長：5，メモリ数：4を想定した場合は、入力重み：2のときに間隔 $d_e=15$ およびtotal weight=12、入力重み：3のときに間隔 $d_e=9$ およびtotal weight=8、の再帰的組織畳込み符号化器が、上記最適条件を満たすことになる。

- 25 具体的にいうと、第29図は、

$$\begin{aligned} g &= [h_0, h_1] \\ &= [1101, 1111] \quad \dots (24) \end{aligned}$$

の再帰的組織畳込み符号化器であり、第30図は、

$$\begin{aligned} g &= [h_0, h_1] \\ &= [1\ 1\ 0\ 0\ 1, 1\ 1\ 1\ 1\ 1] \quad \dots (25) \end{aligned}$$

の再帰的組織畳込み符号化器である。

- 5 このように、拘束長：4、メモリ数：3、または拘束長：5、メモリ数：4の再帰的組織畳込み符号化器を想定した場合は、ブロック長：L、入力重み：2で自己終結するパターンのビット‘1’の間隔：d eが最大となり、かつ、前記間隔 d eが最大となるパターン内で重みの合計 (total weight) が最大となるように、さらに、ブロック長：L、入力重み：3で自己終結するパターンのビット‘
- 10 1’の間隔：d eが最大となり、かつ、前記間隔 d eが最大となるパターン内で重みの合計が最大となるように、最適な再帰的組織畳込み符号化器を決定する。
- これにより、本発明にかかる通信装置は、1入力のターボ符号器、すなわち、1ビットの情報ビットと1ビットの冗長ビットで構成される2ビットのターボ符号を出力するターボ符号器、についても対応でき、さらに、このターボ符号器を用
- 15 いれば、受信側におけるBER特性を大幅に向上させることができる。

なお、本実施の形態のターボ符号器を、実施の形態1～3の送信側の構成に適用することも可能である。この場合、冗長ビットが1ビットとなるため、2つまたは4つで構成されていたトーンセットを、1つのトーンで構成できる。

- 以上、説明したとおり、本発明によれば、送信側および受信側において、ファーストデータバッファ経路の処理とインタリーブドデータバッファ経路の処理とをトーン単位に分離し、さらに、ファーストデータバッファ経路においてターボ符号化を実施せず、インタリーブドデータバッファ経路においてターボ符号化を実施する構成とした。これにより、インタリーブドデータバッファ経路を用いた場合には、高レート／高信頼性のデータ通信を実現することができ、さらに、ファーストデータバッファ経路を用いた場合には、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、低伝送遅延を実現することができる、という効果を奏する。
- 20 25 つぎの発明によれば、ファーストデータバッファとインタリーブドデータバッ

ファに配分するビット数を予め決めておき、たとえば、トーンセットが2つのバッファにまたがるような場合には、そのトーンセットを両方の経路で処理し、ファーストデータバッファに対応するビットを硬判定し、インタリーブドデータバッファに対応するビットをターボ復号する構成とした。これにより、インタリーブドデータバッファ経路を用いた場合には、高レート/高信頼性のデータ通信を実現することができ、さらに、ファーストデータバッファ経路を用いた場合には、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、低伝送遅延を実現することができる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、送信側が、 S/N 比に基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外をファーストデータバッファに割り振り、残りの下位2ビットをインタリーブドデータバッファに割り振り、受信側が、ファーストデータバッファに対応するビットを硬判定し、インタリーブドデータバッファに対応するビットをターボ復号する構成とした。これにより、インタリーブドデータバッファ経路を用いた場合には、高レート/高信頼性のデータ通信を実現することができ、さらに、ファーストデータバッファ経路を用いた場合には、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、低伝送遅延を実現することができる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、拘束長：4、メモリ数：3、または拘束長：5、メモリ数：4の再帰的組織畳込み符号化器を想定した場合、ブロック長： L 、入力重み：2で自己終結するパターンのビット‘1’の間隔： d_e が最大となり、かつ、前記間隔 d_e が最大となるパターン内で重みの合計 (total weight) が最大となるように、さらに、ブロック長： L 、入力重み：3で自己終結するパターンのビット‘1’の間隔： d_e が最大となり、かつ、前記間隔 d_e が最大となるパターン内で重みの合計が最大となるように、最適な再帰的組織畳込み符号化器を決定する。これにより、1入力のターボ符号器、すなわち、1ビットの情報ビットと1ビットの冗長ビットで構成される2ビットのターボ符号を出力するターボ符号器、についても対応することができ、さらに、このターボ符号器を用いれば、受

信側におけるBER特性を大幅に向上させることができる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、送信側において、ファーストデータバッファ経路の処理とインタリーブドデータバッファ経路の処理とをトーン単位に分離し、さらに、ファーストデータバッファ経路においてターボ符号化を実施せず、インタリーブ
5 ドデータバッファ経路においてターボ符号化を実施する構成とした。これにより、ファーストデータバッファ経路において、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、伝送遅延を大幅に削減できる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、受信側において、ファーストデータバッファ経路の処理とインタリーブドデータバッファ経路の処理とをトーン単位に分離する構成とし
10 た。これにより、ファーストデータバッファ経路において、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、伝送遅延を大幅に削減できる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、ファーストデータバッファとインタリーブドデータバッファに配分するビット数を予め決めておき、たとえば、トーンセットが2つのバッファにまたがるような場合には、そのトーンセットを両方の経路で処理する構成
15 とした。これにより、ファーストデータバッファ経路において、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、伝送遅延を大幅に削減できる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、送信側においてトーンセットが2つのバッファにまたがるような場合、そのトーンセットを両方の経路で処理し、ファーストデータバッファに対応するビットを硬判定し、インタリーブドデータバッファに対応するビットをターボ復号する構成とした。これにより、ファーストデータバッファ経路
20 において、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、伝送遅延を大幅に削減できる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、S/N比に基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外をファーストデータバッファに割り振り、残りの下位2ビットをインタリーブドデータバッファに割り振る構成とした。これにより、ファ

ーストデータバッファ経路において、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、伝送遅延を大幅に削減できる、という効果を奏する。

つぎの発明によれば、ファーストデータバッファに対応するビットを硬判定し、インタリーブドデータバッファに対応するビットをターボ復号する構成とした。

- 5 これにより、ファーストデータバッファ経路において、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、伝送遅延を大幅に削減できる、という効果を奏する。

- つぎの発明によれば、送信ステップおよび受信ステップにおいて、ファーストデータバッファ経路の処理とインタリーブドデータバッファ経路の処理とをトーン単位に分離し、さらに、ファーストデータバッファ経路においてターボ符号化を実施せず、インタリーブドデータバッファ経路においてターボ符号化を実施する
10 ようにした。これにより、インタリーブドデータバッファ経路を用いた場合には、高レート／高信頼性のデータ通信を実現することができ、さらに、ファーストデータバッファ経路を用いた場合には、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、低伝送遅延を実現することができる、という効果を奏する。

- 15 つぎの発明によれば、ファーストデータバッファとインタリーブドデータバッファに配分するビット数を予め決めておき、たとえば、トーンセットが2つのバッファにまたがるような場合には、そのトーンセットを両方の経路で処理し、ファーストデータバッファに対応するビットを硬判定し、インタリーブドデータバッファに対応するビットをターボ復号する構成とした。これにより、インタリーブドデータバッファ経路を用いた場合には、高レート／高信頼性のデータ通信
20 を実現することができ、さらに、ファーストデータバッファ経路を用いた場合には、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、低伝送遅延を実現することができる、という効果を奏する。

- つぎの発明によれば、送信ステップにおいて、 S/N 比に基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外をファーストデータバッファに割り振り、残りの下位2ビットをインタリーブドデータバッファに割り振り、受信
25 ステップにて、ファーストデータバッファに対応するビットを硬判定し、インタ

リープドデータバッファに対応するビットをターボ復号するようにした。これにより、インタリーブドデータバッファ経路を用いた場合には、高レート／高信頼性のデータ通信を実現することができ、さらに、ファーストデータバッファ経路を用いた場合には、インタリーブ処理に要する時間を削減できるため、低伝送遅延を実現することができる、という効果を奏する。

産業上の利用可能性

以上のように、本発明にかかる通信装置および通信方法は、DMT (Discrete Multi Tone) 変復調方式やOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplex) 変復調方式等により、既存の通信回線を用いたデータ通信に適している。

請 求 の 範 囲

1. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路と、を備える通信装置において、

- 5 前記第1の経路の処理と前記第2の経路の処理をトーン単位に分離し、通話ができる程度の伝送レートを前記第1の経路のバッファで確保し、その後、当該通話データを符号化せずに出し、一方、残りのトーンを前記第2の経路のバッファで確保し、その後、当該トーン上のビットをターボ符号化して出力する送信部と、

- 10 フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前記第2の経路と、にそれぞれ振り分け、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する受信部と、
を備えることを特徴とする通信装置。

15

2. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路と、を備える通信装置において、

- 前記第1の経路のバッファと前記第2の経路のバッファに配分するビット数を予め決めておき、トーンオーダリング処理により前記第1の経路のバッファに振り分けられたトーン上のビットを符号化せずに出し、一方、前記第2の経路の
20 バッファに振り分けられたトーン上のビットをターボ符号化して出力し、振り分けられたトーンが2つのバッファにまたがるような場合には、そのトーンを両方の経路で個別に処理する送信部と、

- フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前
25 記第2の経路と、に振り分け、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号し、前記2つのバッファにまたがるトーンについては、両方の経路で個別

に処理する受信部と、

を備えることを特徴とする通信装置。

3. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する
5 第2の経路と、を備える通信装置において、

S/N比に基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外
を前記第1の経路のバッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られた
ビットを符号化せずに出し、一方、残りの下位2ビットを前記第2の経路のバ
ッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られたビットをターボ符号化
10 して出力する送信部と、

フーリエ変換処理後の周波数データ内の、符号化されていないビットを含むト
ーンを前記第1の経路に、ターボ符号化されたビットを含むトーンを前記第2の
経路に、それぞれ振り分け、その後、前記第1の経路に振り分けられたトーン上
のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビット
15 をターボ復号する受信部と、

を備えることを特徴とする通信装置。

4. 1系統の情報ビット系列を畳込み符号化して第1の冗長データを出力する
第1の再帰的組織畳込み符号化器と、インタリーブ処理後の前記情報ビット系列
20 を畳込み符号化して第2の冗長データを出力する第2の再帰的組織畳込み符号化
器と、各冗長データを所定のタイミングで間引いていずれか1つの冗長ビットを
出力するパンクチャリング回路と、を備えるターボ符号器を採用する通信装置に
おいて、

拘束長が「5」かつメモリ数が「4」、または拘束長が「4」かつメモリ数が
25 「3」、の再帰的組織畳込み符号化器を想定した場合に、当該符号化器を構成す
るすべての接続パターンを検索し、

ある特定のブロック長において自己終結パターンの2つのビット「1」の間隔

が最大となり、かつ、前記最大間隔となるパターン内で重みの合計が最大となる、最適条件を満たす符号化器を、前記第1および第2の再帰的組織畳込み符号化器として具備することを特徴とする通信装置。

- 5 5. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路と、を備える通信装置において、

前記第1の経路の処理と前記第2の経路の処理をトーン単位に分離し、通話ができる程度の伝送レートを前記第1の経路のバッファで確保し、その後、当該通話データを符号化せずに出力し、一方、残りのトーンを前記第2の経路のバッファで確保し、その後、当該トーン上のビットをターボ符号化して出力する送信部、
10 を備えることを特徴とする通信装置。

6. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路と、を備える通信装置において、

15 フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前記第2の経路と、にそれぞれ振り分け、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する受信部、
を備えることを特徴とする通信装置。

20

7. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路と、を備える通信装置において、

前記第1の経路のバッファと前記第2の経路のバッファに配分するビット数を予め決めておき、トーンオーダリング処理により前記第1の経路のバッファに振り分けられたトーン上のビットを符号化せずに出力し、一方、前記第2の経路のバッファに振り分けられたトーン上のビットをターボ符号化して出力し、振り分けられたトーンが2つのバッファにまたがるような場合には、そのトーンを両方
25

の経路で個別に処理する送信部、
を備えることを特徴とする通信装置。

8. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する
5 第2の経路と、を備える通信装置において、
フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前
記第2の経路と、に振り分け、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビッ
トを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをター
ボ復号し、2つのバッファにまたがるトーンについては、両方の経路で個別に処
10 理する受信部、
を備えることを特徴とする通信装置。

9. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する
第2の経路と、を備える通信装置において、
15 S/N比に基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外
を前記第1の経路のバッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られた
ビットを符号化せずに出力し、一方、残りの下位2ビットを前記第2の経路のバ
ッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られたビットをターボ符号化
して出力する送信部、
20 を備えることを特徴とする通信装置。

10. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生す
る第2の経路と、を備える通信装置において、
フーリエ変換処理後の周波数データ内の、符号化されていないビットを含むト
25 ーンを前記第1の経路に、ターボ符号化されたビットを含むトーンを前記第2の
経路に、それぞれ振り分け、その後、前記第1の経路に振り分けられたトーン上
のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビット

をターボ復号する受信部、
を備えることを特徴とする通信装置。

- 1 1. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路と、を用いた通信方法において、

前記第1の経路の処理と前記第2の経路の処理をトーン単位に分離し、通話ができる程度の伝送レートを前記第1の経路のバッファで確保し、その後、当該通話データを符号化せずに出力し、一方、残りのトーンを前記第2の経路のバッファで確保し、その後、当該トーン上のビットをターボ符号化して出力する送信ステップと、

フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前記第2の経路と、にそれぞれ振り分け、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する受信ステップと、
を含むことを特徴とする通信方法。

- 1 2. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路と、を用いた通信方法において、

前記第1の経路のバッファと前記第2の経路のバッファに配分するビット数を予め決めておき、トーンオーダリング処理により前記第1の経路のバッファに振り分けられたトーン上のビットを符号化せずに出力し、一方、前記第2の経路のバッファに振り分けられたトーン上のビットをターボ符号化して出力し、振り分けられたトーンが2つのバッファにまたがるような場合には、そのトーンを両方の経路で個別に処理する送信ステップと、

フーリエ変換処理後の周波数データを、トーン単位に、前記第1の経路と、前記第2の経路と、に振り分け、前記第1の経路に振り分けられたトーン上のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをター

ボ復号し、前記2つのバッファにまたがるトーンについては、両方の経路で個別に処理する受信ステップと、

を含むことを特徴とする通信方法。

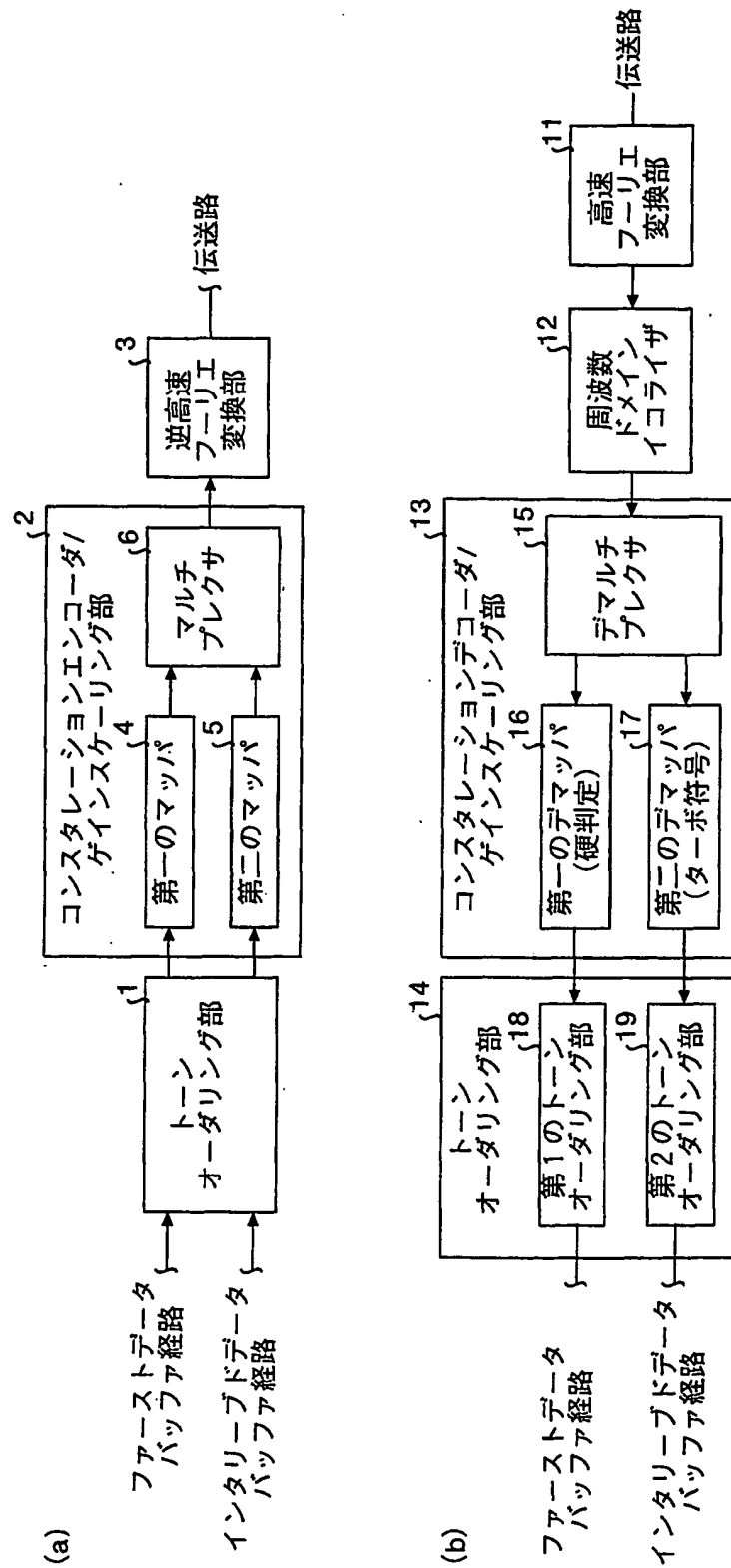
- 5 13. 遅延の小さい第1の経路と、前記第1の経路よりも大きな遅延が発生する第2の経路と、を用いた通信方法において、

 S/N比に基づいて得られるビットマップから、各トーンの下位2ビット以外を前記第1の経路のバッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られたビットを符号化せずに出し、一方、残りの下位2ビットを前記第2の経路のバ
10 ッファに割り振り、その後、当該バッファに割り振られたビットをターボ符号化して出力する送信ステップと、

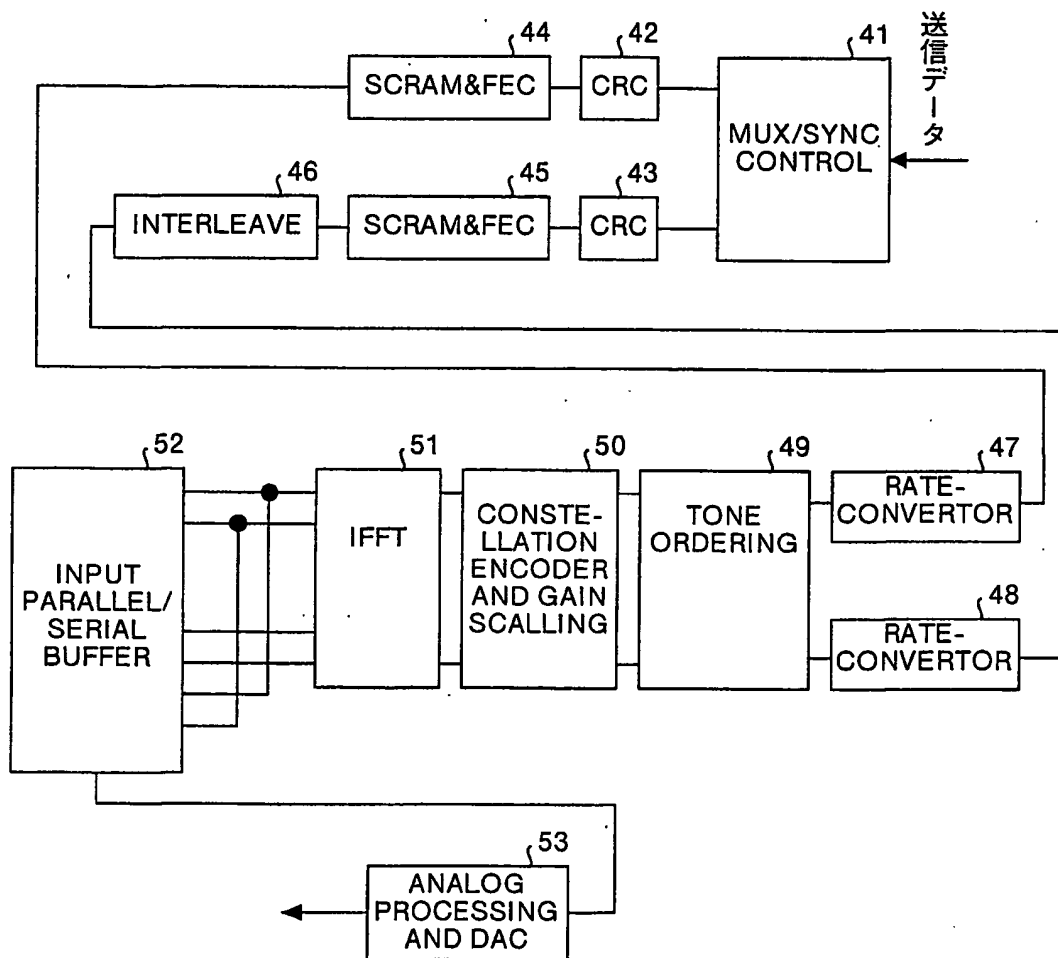
 フーリエ変換処理後の周波数データ内の、符号化されていないビットを含むトーンを前記第1の経路に、ターボ符号化されたビットを含むトーンを前記第2の経路に、それぞれ振り分け、その後、前記第1の経路に振り分けられたトーン上
15 のビットを硬判定し、一方、前記第2の経路に振り分けられたトーン上のビットをターボ復号する受信ステップと、

 を含むことを特徴とする通信方法。

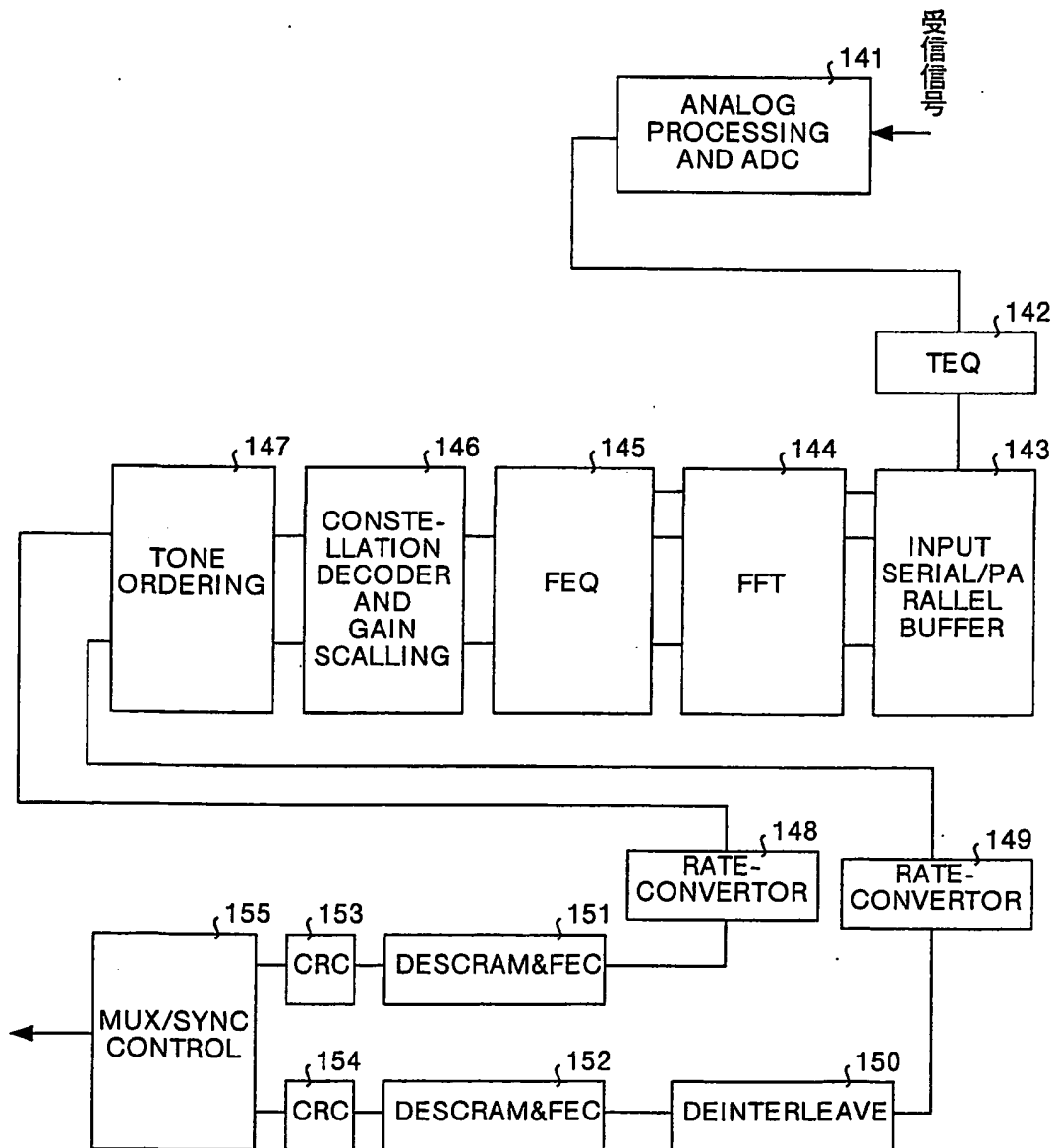
第1図



第2図

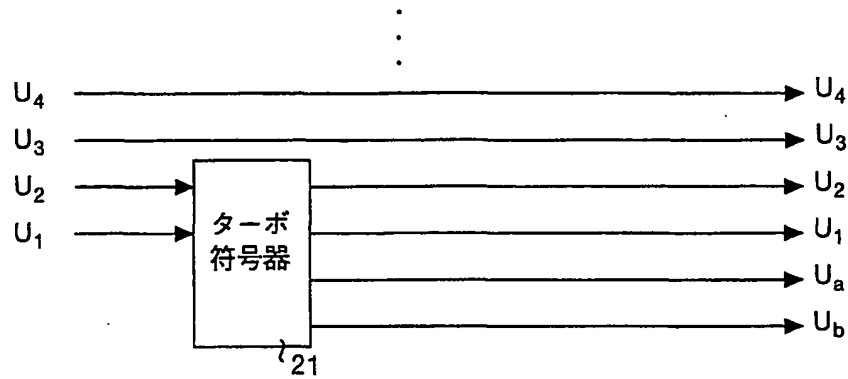


第3図

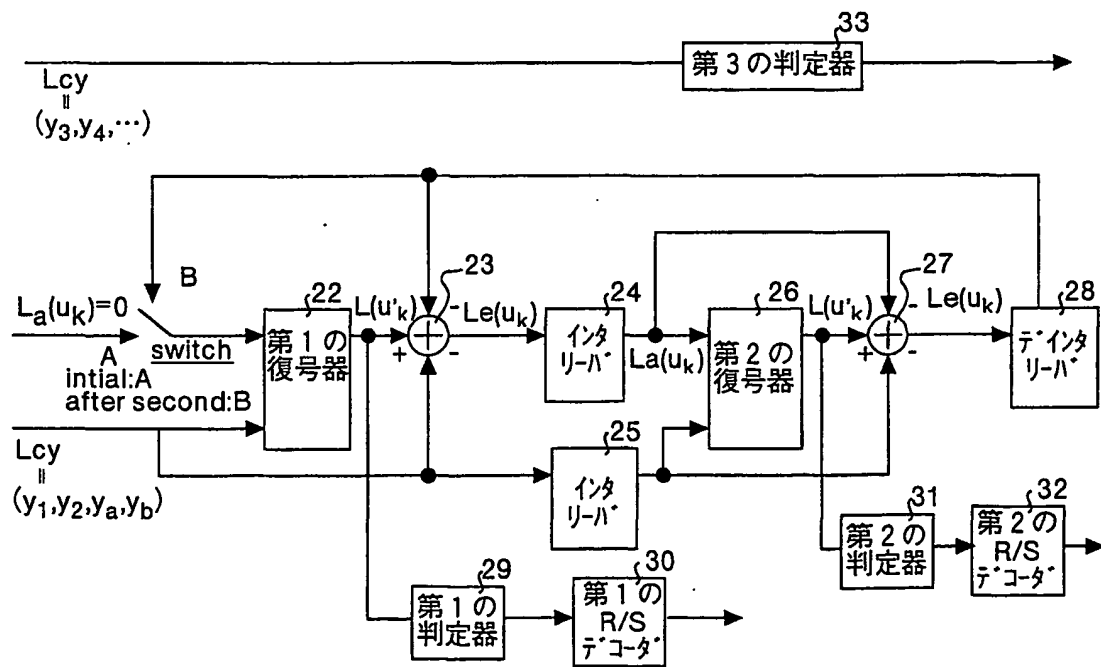


第4図

(a)

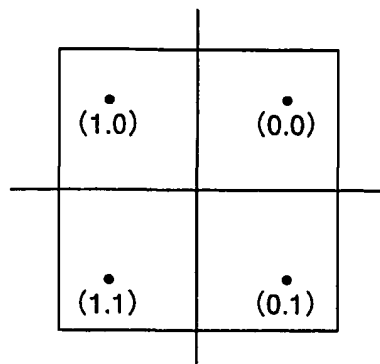


(b)

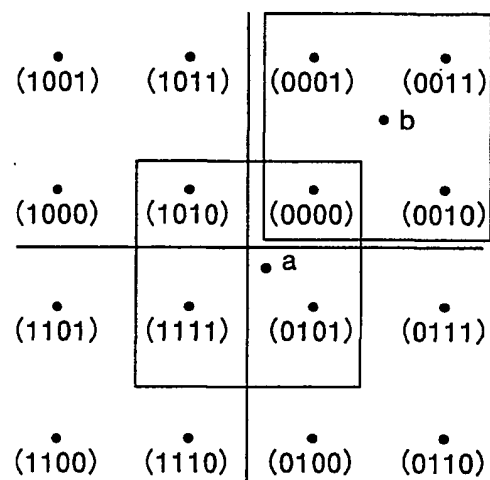


第5図

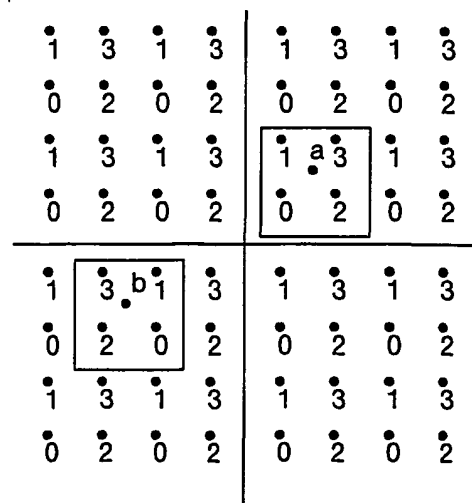
(a)



(b)

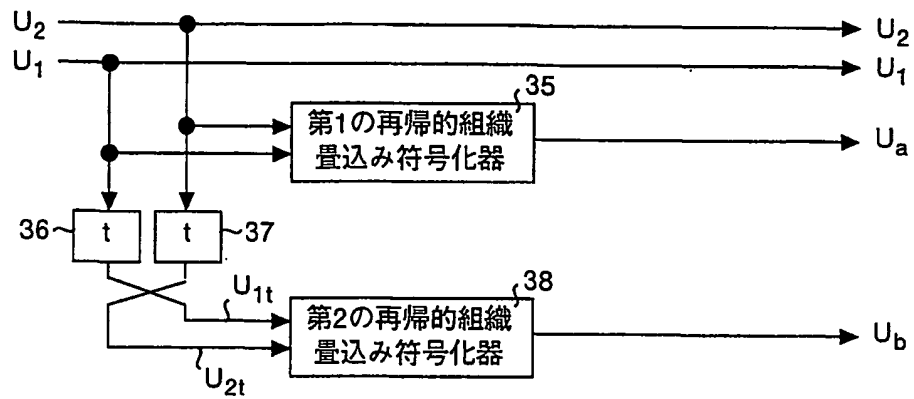


(c)

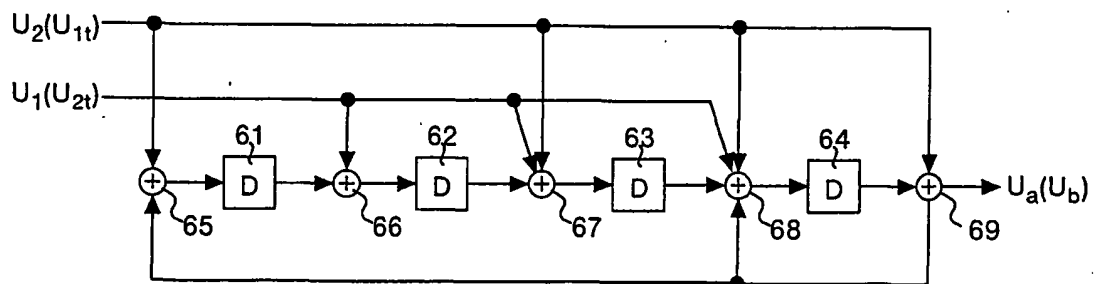


第6図

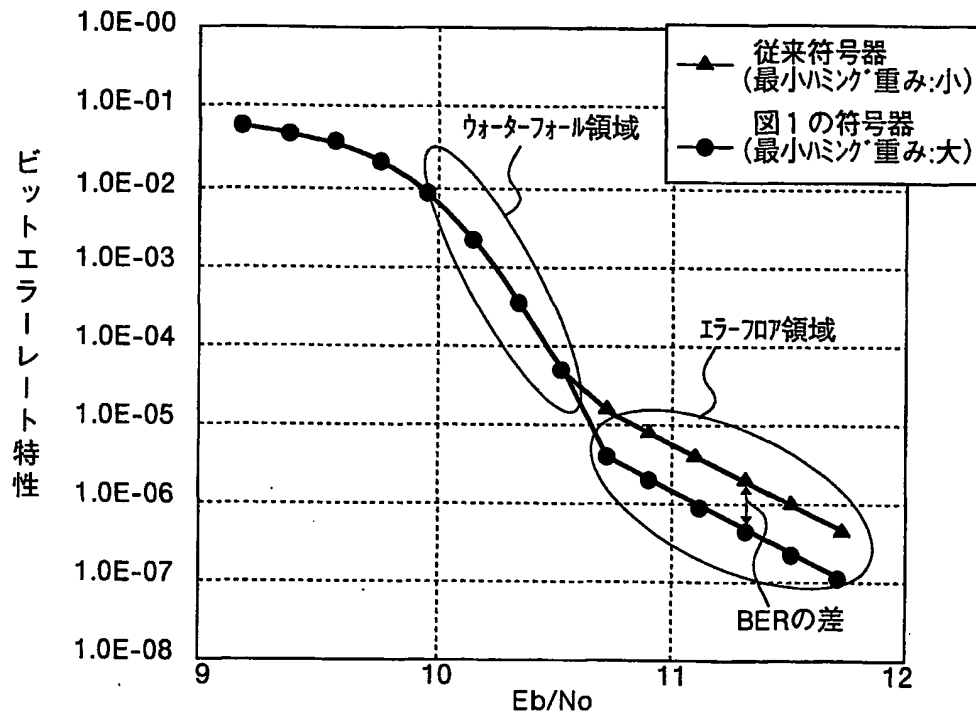
(a)



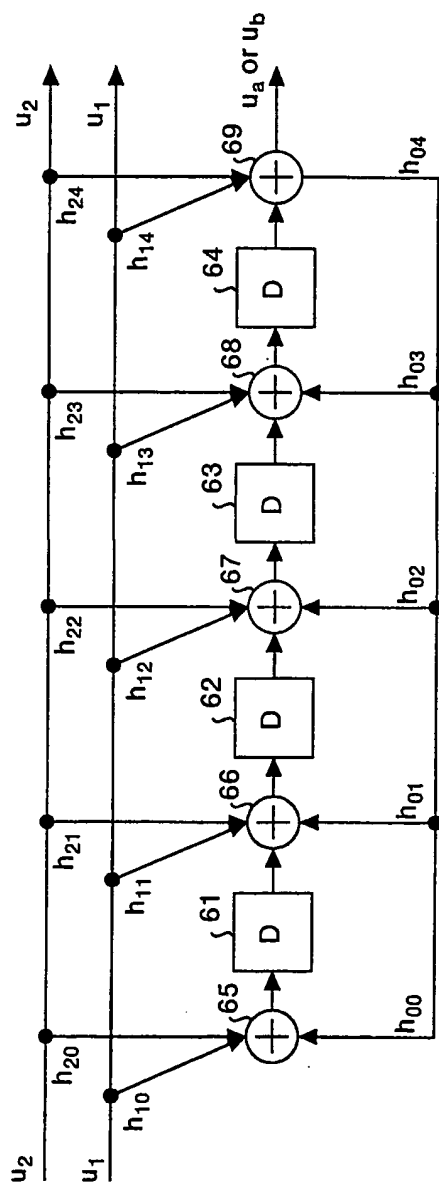
(b)



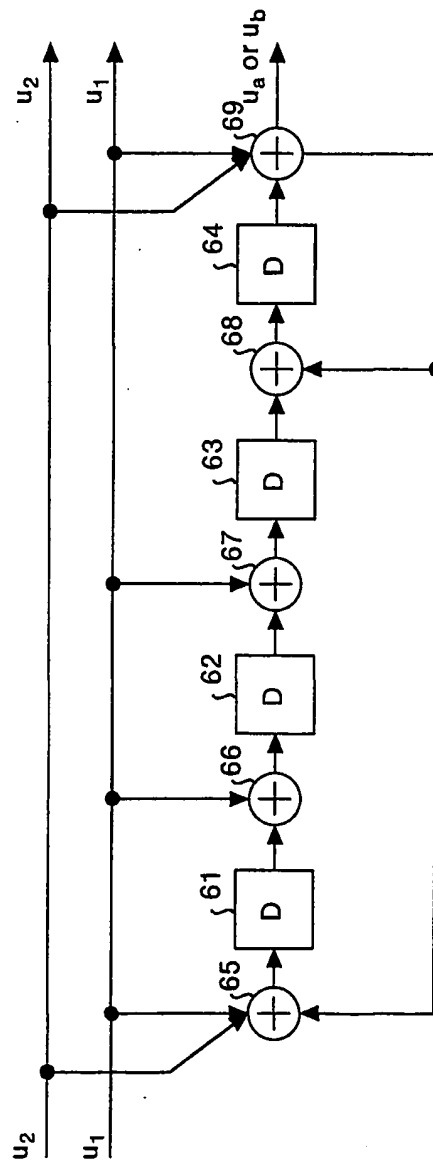
第7図



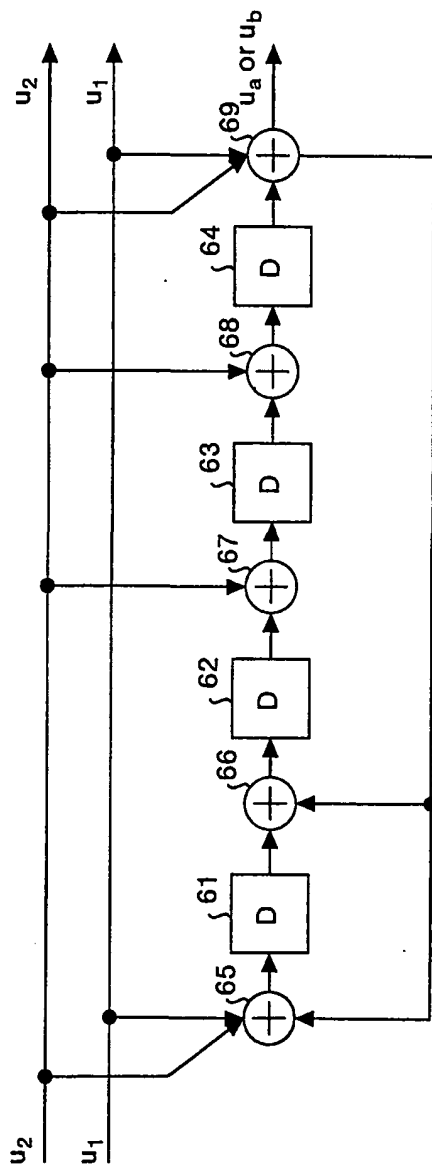
第8図



第9図



第10図



第11図

====generation polynomial=[10011,11101,10001]

u2	u1	u0	state
0	1	1	0111
0	0	1	1010
0	0	0	0101
0	0	1	1011
0	0	1	1100
0	0	0	0110
0	0	0	0011
0	0	1	1000
0	0	0	0100
0	0	0	0010
1	0	1	0000
0	0	0	0000
0	0	0	0000
0	0	0	0000
0	0	0	0000
0	0	0	0000

information weight=2 weight total=8

第12図

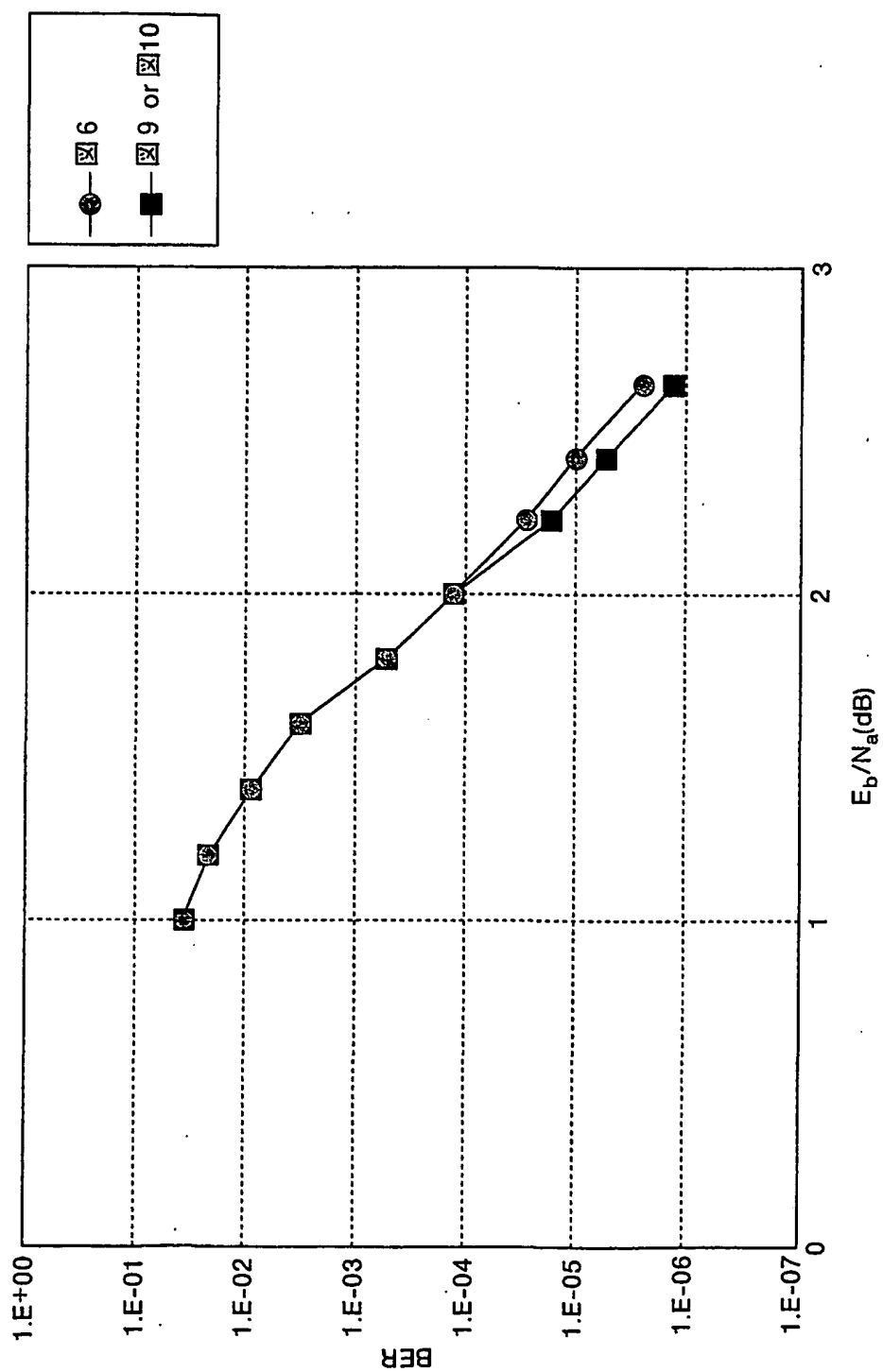
====generation polynomial=[11001,10001,10111]

u2	u1	u0	state
0	1	1	0100
0	0	0	0010
0	0	0	0001
0	0	1	1100
0	0	0	0110
0	0	0	0011
0	0	1	1101
0	0	1	1010
0	0	0	0101
0	0	1	1110
1	0	1	0000
0	0	0	0000
0	0	0	0000
0	0	0	0000
0	0	0	0000
0	0	0	0000

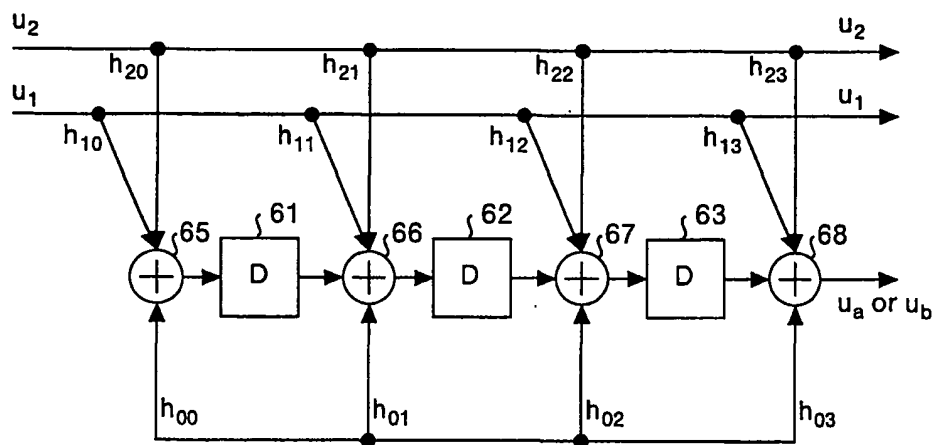
information weight=2 weight total=8

13/33

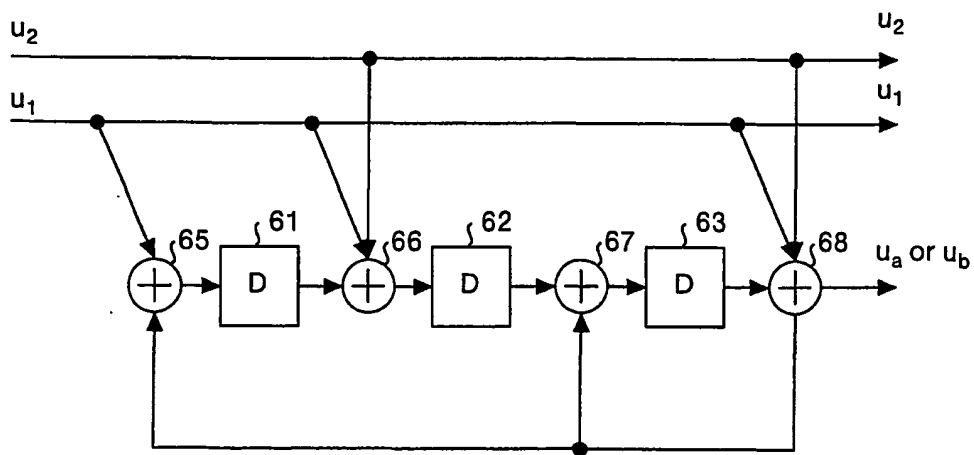
第13図



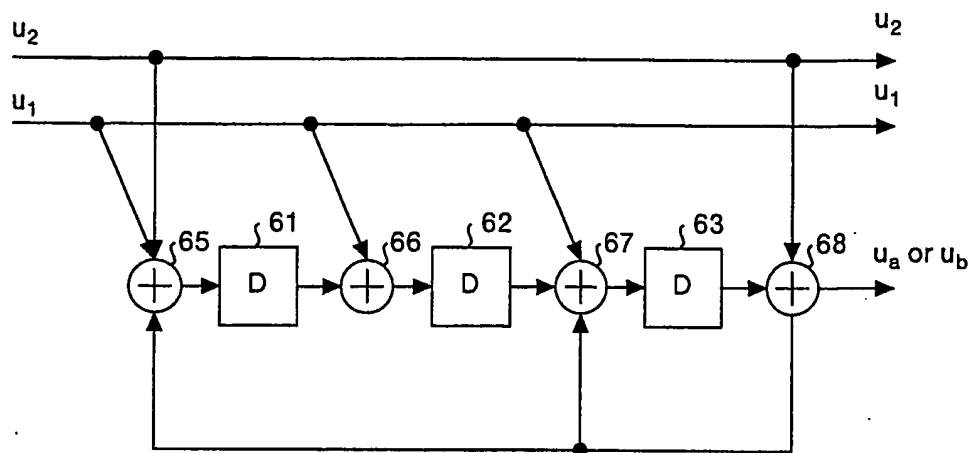
第14図



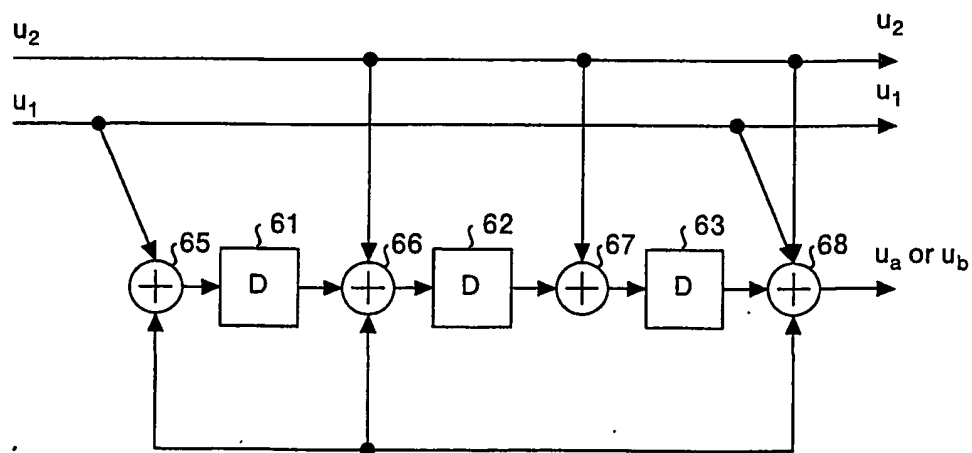
第15図



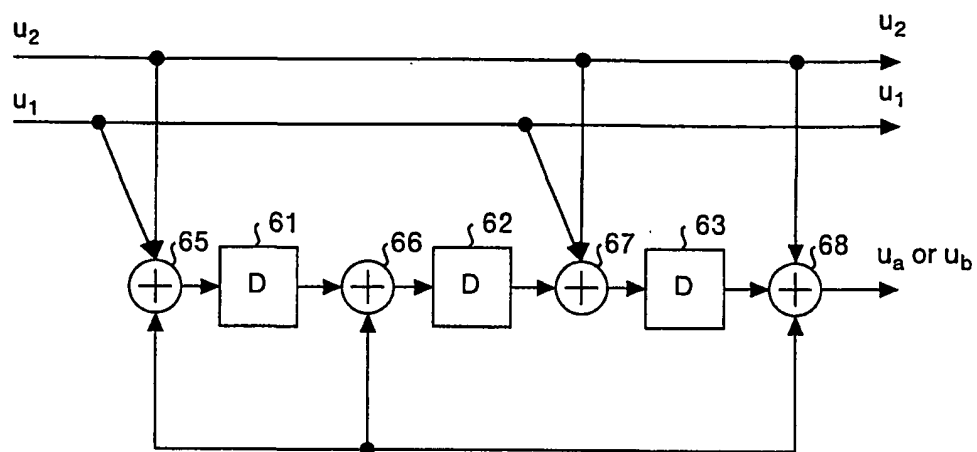
第16図



第17図



第18図



第19図

====generation polynomial=[1011,1101,0101]

u2	u1	u0	state
0	1	1	011
0	0	1	100
0	0	0	010
0	0	0	001
0	0	1	101
1	0	0	000
0	0	0	.
0	0	0	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

information weight=2 weight total=5

第20図

====generation polynominal=[1011,1110,1001]

u2	u1	u0	state
0	1	0	111
0	0	1	110
0	0	0	011
0	0	1	100
0	0	0	010
1	0	1	000
0	0	0	.
0	0	0	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

information weight=2 weight total=5

第21図

====generation polynomial=[1101,1001,0111]

u2	u1	u0	state
0	1	1	010
0	0	0	001
0	0	1	110
0	0	0	011
0	0	1	111
1	0	0	000
0	0	0	.
0	0	0	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

information weight=2 weight total=5

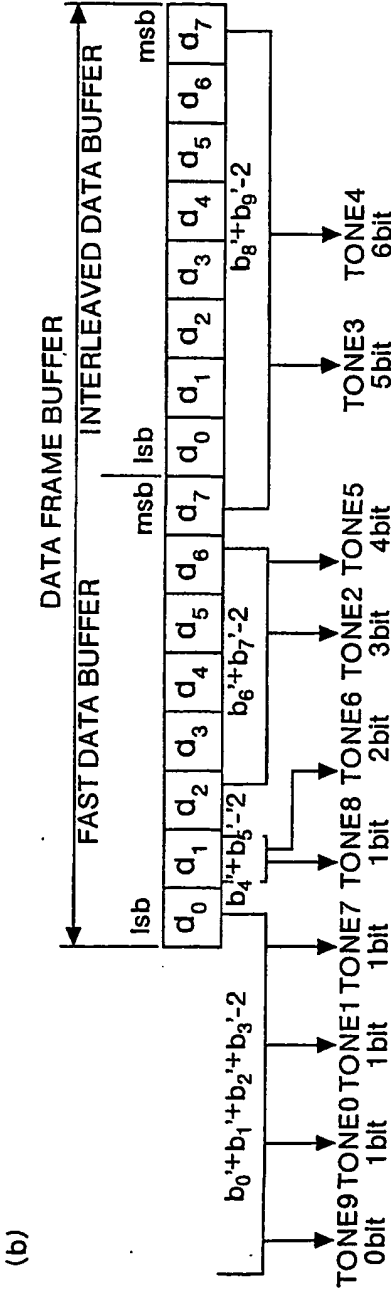
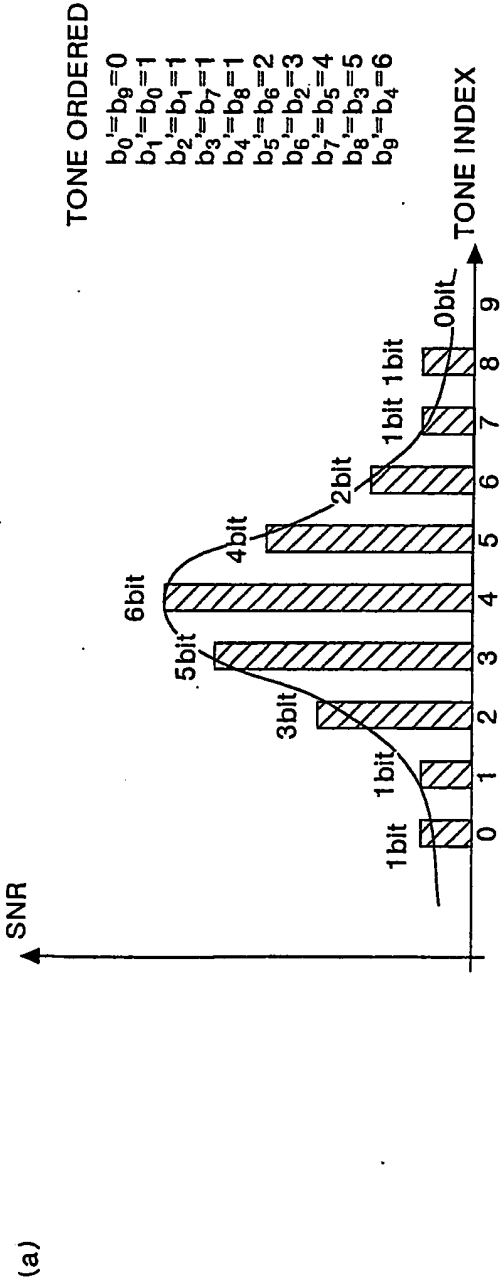
第22図

====generation polynomial=[1101,1010,1011]

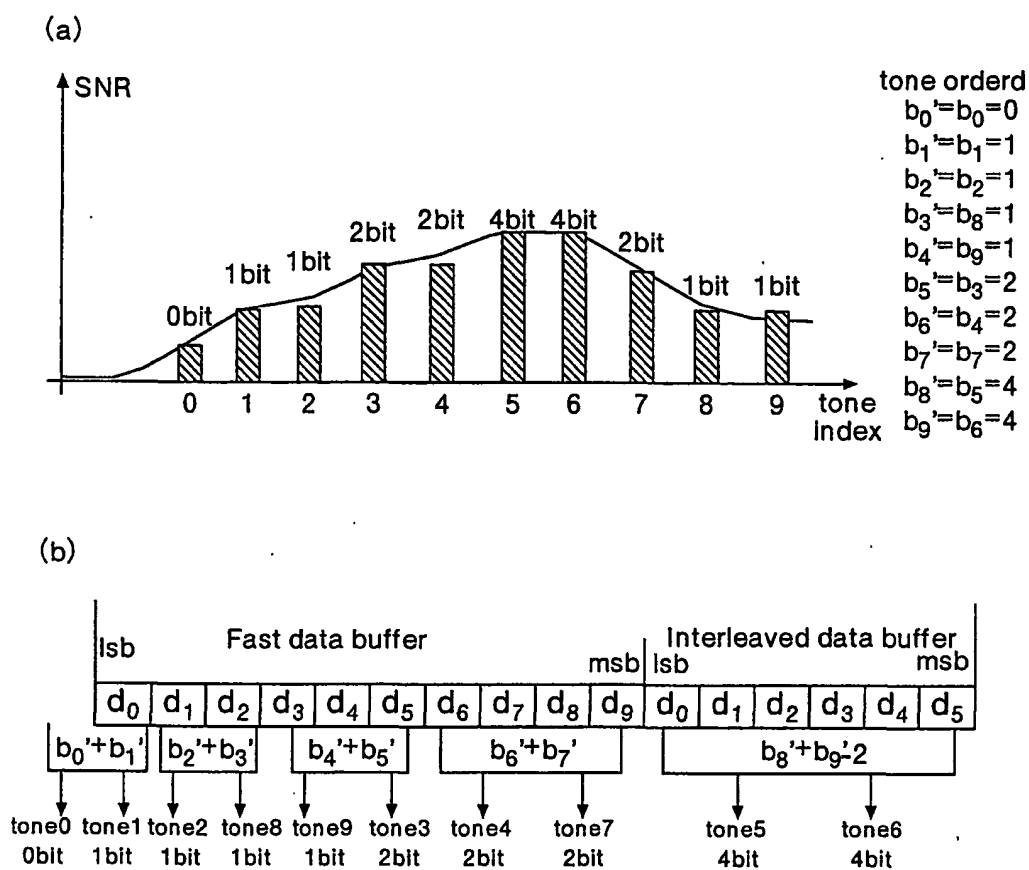
u2	u1	u0	state
0	1	0	101
0	0	1	100
0	0	0	010
0	0	0	001
0	0	1	110
1	0	1	000
0	0	0	.
0	0	0	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.
.	.	.	.

information weight=2 weight total=5

第23図

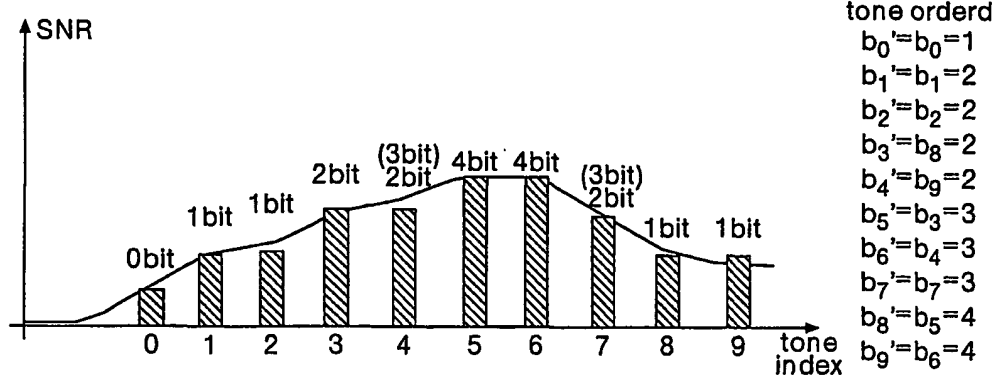


第24図

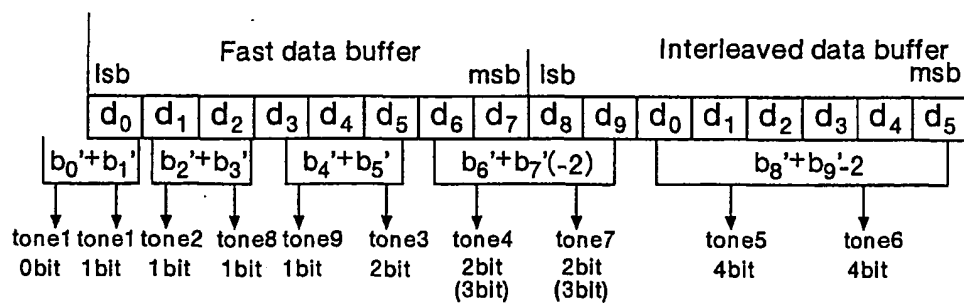


第25図

(a)

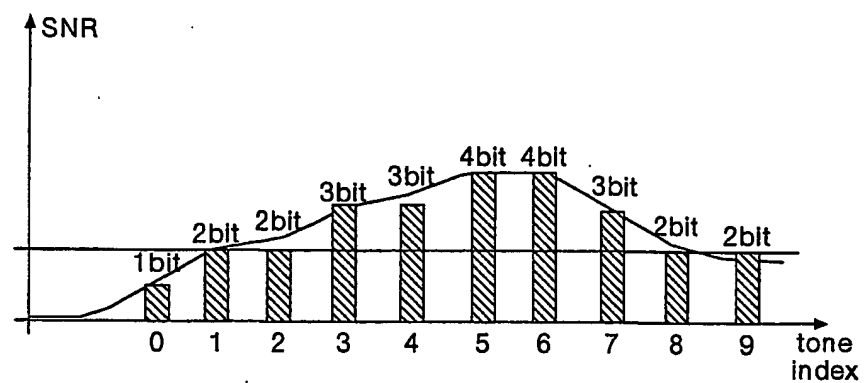


(b)

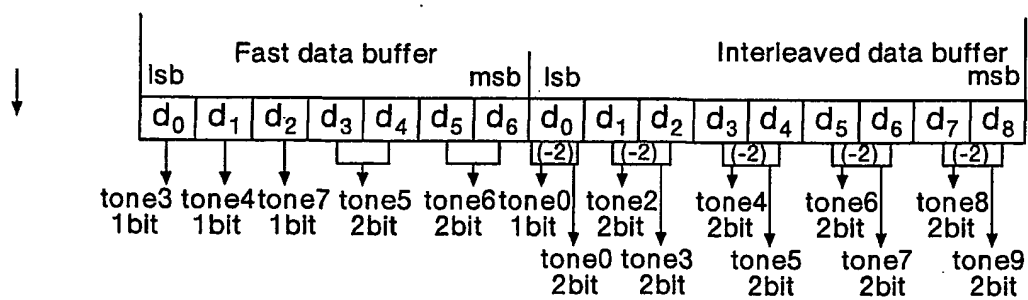


第26図

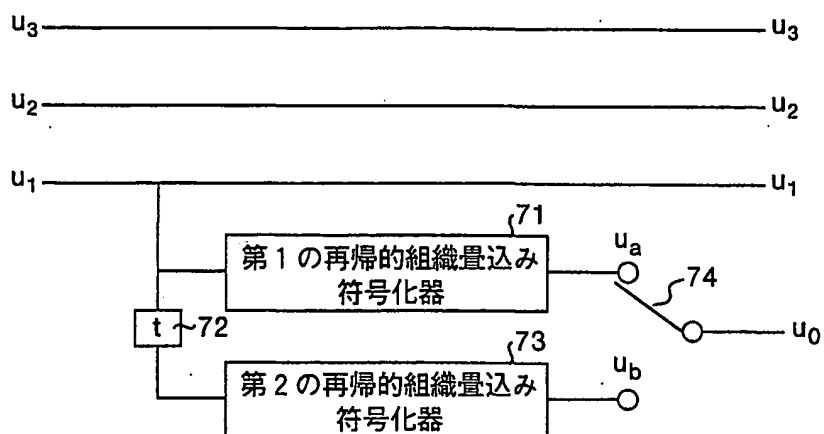
(a)



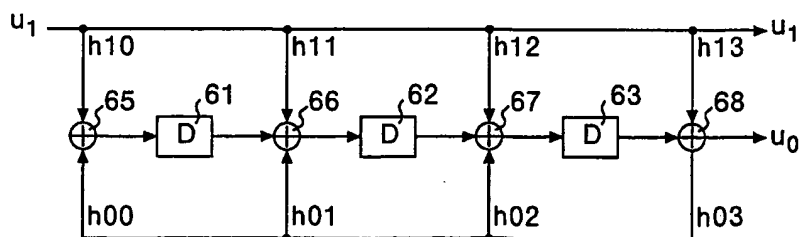
(b)



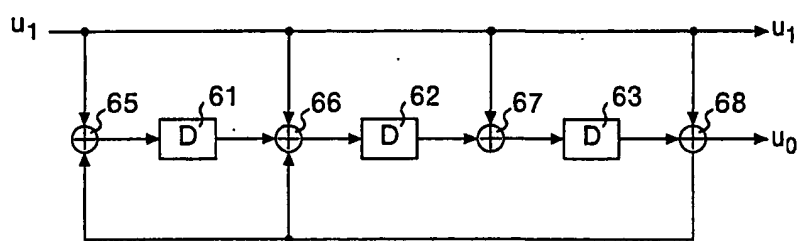
第27図



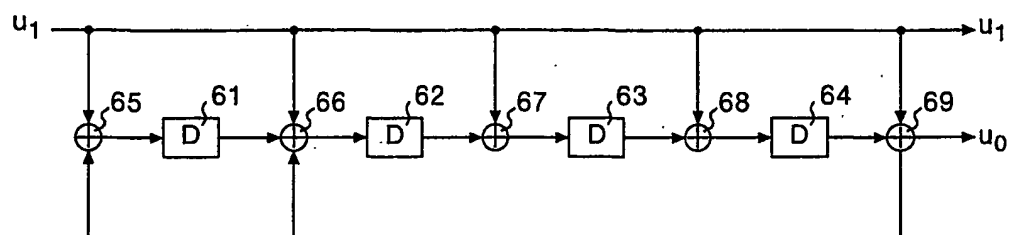
第28図



第29図

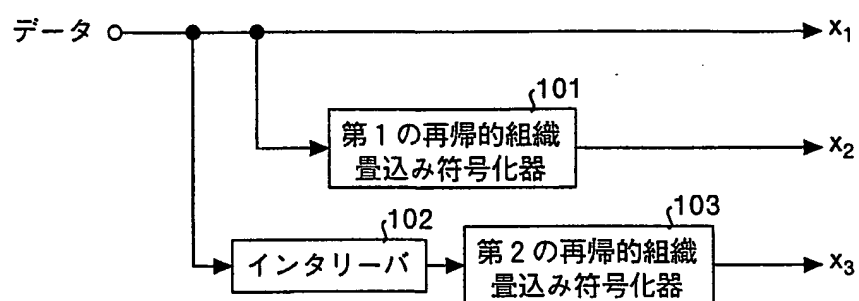


第30図

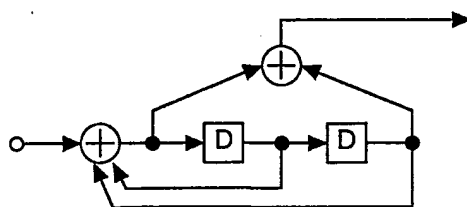


第31図

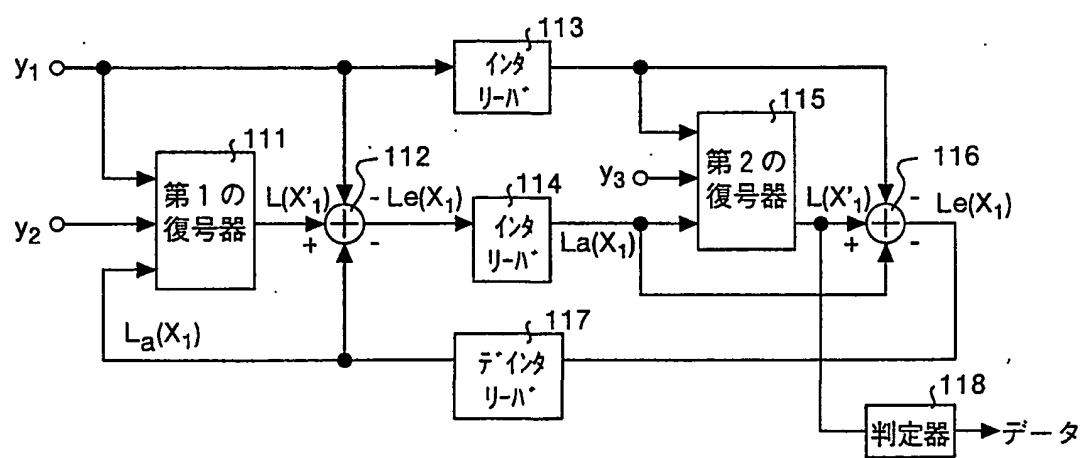
(a)



(b)



第32図



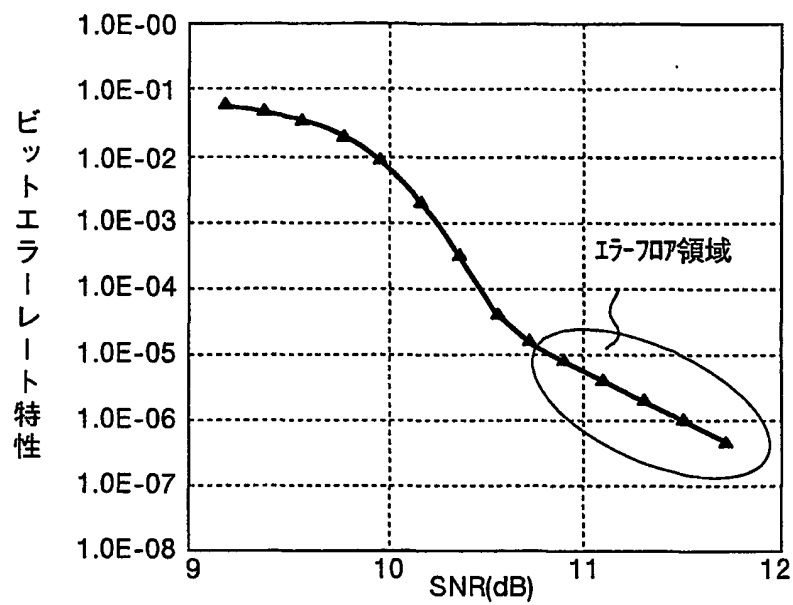
第33図

N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
1	1	19	43	22	47	45	7	27	36	48	11	50	49	30	40	18	24	32	25	51
2	54	74	70	92	77	80	90	88	99	65	93	98	97	76	59	73	102	75	91	56
3	107	151	117	124	121	145	112	111	119	108	143	128	142	138	131	118	116	132	110	127
4	160	192	188	162	205	193	168	191	208	186	202	200	187	182	178	190	175	210	199	207
5	213	224	250	244	225	262	229	257	222	226	221	214	236	235	223	238	259	246	249	232
6	266	268	274	292	293	296	305	279	307	285	272	286	275	295	302	270	280	310	294	299
7	319	348	370	341	319	348	370	341	319	348	370	341	319	348	370	341	319	388	370	341
8	372	405	414	402	418	379	378	397	407	378	382	374	420	394	411	406	395	392	396	373
9	425	446	431	472	473	442	449	444	440	458	430	450	466	447	453	426	468	430	467	469
10	478	479	481	485	493	509	488	499	521	512	494	511	492	507	484	491	505	480	483	489

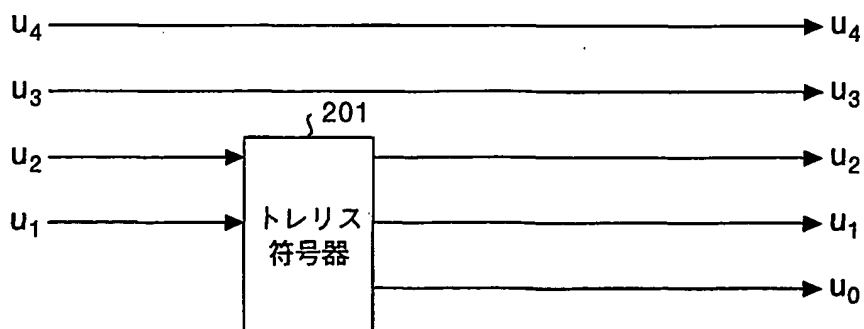
N	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39	40
1	15	20	9	12	16	39	52	34	10	31	6	8	46	26	17	5	42	3	4	23
2	63	104	64	72	81	58	105	85	89	67	82	79	69	71	60	94	66	61	62	83
3	150	125	113	156	130	126	158	114	148	141	144	120	153	154	146	157	122	137	123	129
4	206	173	197	194	201	167	211	179	183	209	166	178	203	180	163	185	169	171	184	189
5	240	230	216	260	258	234	264	253	227	233	252	215	246	220	255	251	256	263	241	242
6	314	306	282	316	312	300	319	315	309	291	290	287	218	304	276	298	311	297	308	288
7	319	348	370	341	319	348	370	341	319	348	370	341	319	348	370	341	319	348	370	341
8	386	404	380	412	387	385	423	390	381	393	377	416	417	398	388	419	413	421	375	401
9	460	474	464	456	439	436	476	455	470	429	428	459	452	457	461	443	471	451	435	454
10	501	525	520	510	490	503	529	528	526	522	514	498	519	508	486	495	543	496	515	500

N	41	42	43	44	45	46	47	48	49	50	51	52	53
1	13	35	29	21	28	2	38	33	44	41	37	14	0
2	100	86	57	84	68	103	96	55	95	87	78	101	53
3	134	147	149	133	155	138	115	140	152	109	135	139	106
4	195	181	196	161	172	164	165	198	174	177	170	204	159
5	254	239	218	231	228	245	237	247	261	217	219	243	212
6	281	313	303	273	289	284	269	277	301	267	271	283	265
7	319	348	370	341	319	348	370	341	319	348	370	341	318
8	384	389	400	403	399	422	409	391	415	383	408	410	371
9	448	475	433	463	434	432	441	427	437	445	462	465	424
10	523	516	502	527	524	518	506	482	487	497	517	504	477

第36図

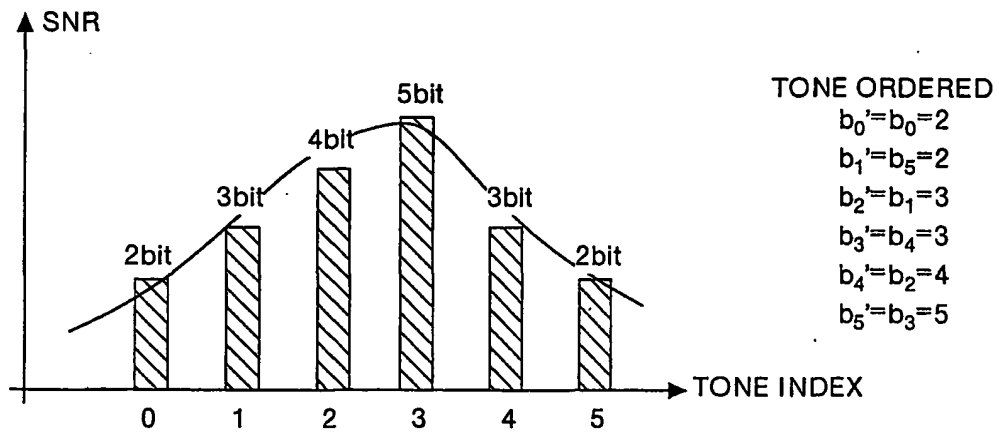


第37図

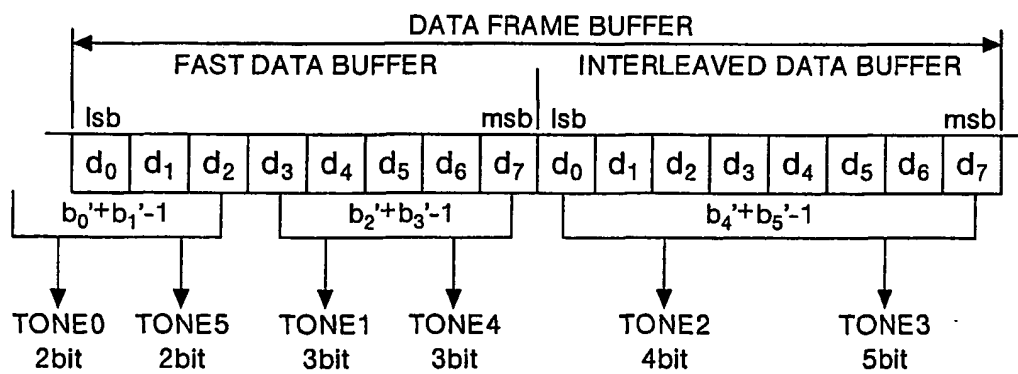


第38図

(a)



(b)



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP01/06046

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER Int. Cl. ⁷ H04J11/00		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED		
Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) Int. Cl. ⁷ H04J11/00		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Jitsuyo Shinan Koho 1926-2000 Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2000		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	JP 2000-196471 A (Mitsubishi Electric Corporation), 14 July, 2000 (14.07.00), page 7, left column, lines 7 to 18; page 7, left column, line 46 to right column, line 4 (Family: none)	1-13
Y	EP 589709 A2 (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 30 March, 1994 (30.03.94), Figs. 123, 144 & JP 7-99522 A Figs. 123, 144	1-13
E, A	WO 01/33719 A1 (Mitsubishi Electric Corporation), 10 May, 2001 (10.05.01), Figs. 1, 2, 8 & JP 2001-127649 A	1-13
E, A	JP 2001-86007 A (Mitsubishi Electric Corporation), 30 March, 2001 (30.03.01), Figs. 1, 5 (Family: none)	1-13
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input type="checkbox"/> See patent family annex.		
<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>"E" earlier document but published on or after the international filing date</p> <p>"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)</p> <p>"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p> <p>"I" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention</p> <p>"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone</p> <p>"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art</p> <p>"&" document member of the same patent family</p>		
Date of the actual completion of the international search 17 September, 2001 (17.09.01)		Date of mailing of the international search report 25 September, 2001 (25.09.01)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office		Authorized officer
Facsimile No.		Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP01/06046

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
E, A	JP 2001-186023 A (Mitsubishi Electric Corporation), 06 July, 2001 (06.07.01), Figs. 1, 2 (Family: none)	1-13
E, A	JP 2001-217724 A (Mitsubishi Electric Corporation), 10 August, 2001 (10.08.01), Figs. 1, 2, 5 (Family: none)	1-13

国際調査報告

国際出願番号 PCT/JPO1/06046

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl. H04J11/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl. H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926-2000
日本国公開実用新案公報 1971-2000

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
Y	JP 2000-196471 A (三菱電機株式会社), 14. 7月. 2000 (14. 07. 00), 第7頁左欄第7行目-第1 8行目, 第7頁左欄第46行目-右欄第4行目 (ファミリーなし)	1-13
Y	EP 589709 A2 (MATSUSHITA ELECTR IC INDUSTRIAL CO., LTD.), 30. 3 月. 1994 (30. 03. 94), FIG. 123, FIG. 1 44 & JP 7-99522 A, 第123図, 第144図	1-13

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

* 引用文献のカテゴリー

「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)

「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願

の日の後に公表された文献

「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日
17. 09. 01

国際調査報告の発送日

25.09.01

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)

高野 洋



5K 9647

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
E, A	WO 01/33719 A1 (三菱電機株式会社); 10. 5 月. 2001 (10. 05. 01), 第1図, 第2図、第8図 & JP 2001-127649 A	1-13
E, A	JP 2001-86007 A1 (三菱電機株式会社); 30. 3月. 2001 (30. 03. 01), 第1図, 第5図 (ファミリ ーなし)	1-13
E, A	JP 2001-186023 A1 (三菱電機株式会社), 0 6. 7月. 2001 (06. 07. 01), 第1図, 第2図 (ファ ミリーなし)	1-13
E, A	JP 2001-217724 A1 (三菱電機株式会社), 1 0. 8月. 2001 (10. 08. 01), 第1図, 第2図, 第5 図 (ファミリーなし)	1-13